

Д. И. Атаев

В. А. Болотников

Функциональные узлы усилителей высококачественного звуковоспроизведения

Издательство «Радио и связь»



Основана в 1947 году
Выпуск 1140

Д. И. Атаев
В. А. Болотников

Функциональные узлы усилителей высоко-качественного звуко-воспроизведения



Москва
«Радио и связь» 1989

ББК 32.844
А92
УДК 621.375:621.391.83

Рецензент Ю. И. КРЫЛОВ

Атаев Д. И., Болотников В. А.

А92 Функциональные узлы усилителей высококачественного звуковоспроизведения.—М.: Радио и связь, 1989.— 144 с.: ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 1140)

ISBN 5-256-00334-8.

Приводятся схемы взаимно совместимых функциональных узлов (корректоры, фильтры, усилители мощности и т. п.) усилителей Hi—Fi категории, используемых в качестве унифицированных модулей для построения полного усилителя высококачественного звуковоспроизведения. Описываются основные виды искажений в усилителях звуковой частоты, аппаратура и методы их измерений и способы достижения высоких показателей качества. Даны рекомендации по рациональному конструированию усилителей ЗЧ.

Для подготовленных радиолюбителей.

А $\frac{2303040503-011}{046(01)-89}$ 124-89 **ББК 32.844**

Научно-популярное издание

Массовая радиобиблиотека. Вып. 1140

АТАЕВ ДЖАВАНШИР ИСМАИЛ ОГЛЫ
БОЛОТНИКОВ ВЛАДИМИР АЛЕКСАНДРОВИЧ

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННОГО ЗВУКОВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ

Руководитель группы МРБ И. Н. Суслова
Научный редактор А. И. Гусев
Редактор издательства Т. В. Жукова
Художественный редактор Н. С. Шеин
Технический редактор Л. А. Горшкова
Корректор Т. С. Властина

ИБ № 1746

Сдано в набор 31.08.88. Подписано в печать 24.04.89. Т-09945. Формат 70×100/16. Бумага офсетная № 2. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 11,7. Усл. кр.-отт. 12,19. Уч.-изд. л. 16,67. Тираж 100 000 экз. Изд. № 22225. Зак. № 1603. Цена 1 р. 20 к.

Издательство «Радио и связь». 101000, Москва, Почтамт, а/я 693.

Московская типография № 4 «Союзполиграфпрома» при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, И-41, Б. Переяславская, 46.

ISBN 5-256-00334-8

ПРЕДИСЛОВИЕ

Усилители звуковой частоты (ЗЧ) наряду с электромагнитными, электромеханическими и электроакустическими преобразователями являются одними из наиболее ответственных звеньев, обеспечивающих согласование источников сигнала с акустическими преобразователями.

Усилители, применяемые для высококачественного звуковоспроизведения, представляют собой сложное радиоэлектронное устройство, состоящее из последовательно включенных функционально завершенных узлов, таких как селекторы входных сигналов, предусилители-корректоры, помехоподавляющие фильтры, регуляторы громкости и тембра, усилители мощности и др. Деление усилителей на законченные функциональные узлы (ФУ) позволяет получить определенные эксплуатационные удобства. Унификация ФУ усилителей ЗЧ наиболее гибко отвечает индивидуальным запросам каждого радиолюбителя и с учетом принципа электрической и конструктивной совместимости позволяет непрерывно совершенствовать создаваемую аппаратуру.

В книге описываются практические схемы ФУ, выполненных на современной элементной базе, приводятся чертежи печатных плат и рассматриваются особенности принципиальных схем. Приведенные схемы ФУ позволяют создать полный усилитель ЗЧ с техническими характеристиками, удовлетворяющими требованиям аппаратуры Hi—Fi категории.

В книге систематизированы наиболее удачные отечественные и зарубежные технические решения в схемотехнике ФУ усилителей ЗЧ. В качестве зарубежных источников использованы публикации за период с 1980 по 1987 гг. в журналах:
«New audio circuit design book», Hi—Fi news & record Rewiew, «Radio-Ellectronics», «Audio», «Le Haut-Parleur», «Wireless World», «Electronics To day International», «Radio fernsehen electronik», «Funkschau», «Funk-Technik», «Funkamateur», «IEEE, Transactions on Consumer Electronics». Заимствованные схемы узлов пересчитаны, доработаны с учетом принципа совместимости и экспериментально проверены.

Книга содержит свыше пятидесяти испытанных схем ФУ. В ней приводятся рекомендации по достижению высоких показателей качества как для отдельных ФУ, так и всего усилительного тракта в целом.

Глава 1
ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННОГО ЗВУКОВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ

1.1. Общие сведения

Усилитель для высококачественного звуковоспроизведения (УВЗ) является одним из звеньев в цепи устройств, образующих звуковоспроизводящий комплекс. В этот комплекс помимо усилителя обычно входят электропроигрывающее устройство (ЭПУ), кассетный или катушечный магнитофон-приставка, тюнер и акустические системы, которые в совокупности обеспечивают высокую верность записи, хранения и воспроизведения звуковой информации. Высокая верность записи, хранения и воспроизведения звука дает возможность приблизить восприятие звуковой панорамы в обычном помещении к условиям ее восприятия в условиях концертного зала или студии.

В настоящее время создана аппаратура категории Hi—Fi. Термин Hi—Fi (High—Fidelity) означает «высокая верность (точность) воспроизведения». Высокая верность—музыкальное воспроизведение, при котором исчезают *улавливаемые на слух* отклонения от оригинала. В определении Hi—Fi заложен субъективный характер критерия музыкальной верности при воспроизведении. Известно, например, что даже в концертном зале одно и то же музыкальное исполнение отдельные слушатели воспринимают по-разному. На восприятии может отразиться местонахождение слушателя, его настроение и т. п. Поэтому существующие методы измерения большинства технических параметров Hi—Fi устройств не всегда однозначно определяют качество восприятия и приходится считаться с субъективным восприятием слушателя. А это означает, что в ряде случаев в угоду индивидуальному слушателю приходится видоизменять записанный оригинал, давать иные окраски звучания музыкальному произведению, т. е. отходить от верности воспроизведения.

Таким образом, аппаратура комплекса высококачественного звуковоспроизведения должна не только уметь записывать, хранить и воспроизводить музыкальную программу, но и преобразовывать ее под индивидуальные субъективные слуховые ощущения. В процессе записи, хранения и воспроизведения звуковой информации вносится множество искажений в первичный оригинал звуковой информации. Исключение искажений является основной задачей создателей аппаратуры Hi—Fi категории.

Элементами устройств звуковоспроизводящего комплекса являются:

носители (хранители) звуковой информации — грампластинки, магнитные ленты, оптические диски и т. п.;

устройства приема, преобразования, записи и воспроизведения звуковых сигналов— УКВ-тюнер, микрофон, магнитофон, ЭПУ и т. п.;

устройства усиления, коррекции, регулировки, распределения и смешивания сигналов различных источников — малошумящие усилители, селекторы, предусилители-корректоры, фильтры, регуляторы громкости, баланса, АЧХ, ФЧХ и т. п.;

акустические преобразователи звука — головки, головные телефоны, акустические системы и т. д.

Современные достижения в технике звуковоспроизведения позволили получить качественный скачок в характеристиках перечисленных элементов. Особенно эти достижения заметны на примере технических показателей усилительных устройств комплекса. Дело в том, что на усилитель (ЗЧ) в звуковоспроизводящем комплексе возлагаются не только задачи согласования источников звуковых сигналов с акустическими преобразователями, но он все больше выполняет функции преобразования и компенсации ошибок, вызываемых носителями информации, устройствами хранения, считывания и воспроизведения звуковой информации. Таким образом, на усилитель ЗЧ в связи с большой гибкостью его структуры, возможностью, предоставляемой современной элементной базой, возлагается решение всех перечисленных проблем.

Чтобы выполнить эти функции, в состав УВЗ входят: входной малошумящий усилитель для звукоснимателей с электромагнитными головками; микрофонный усилитель; предусилитель-корректор со стандартной характеристикой RIAA; селектор входных сигналов, нормирующий усилитель; шумоподавитель; регуляторы ширины стереобазы, тембра, громкости и баланса; усилитель для головных телефонов; усилитель мощ-

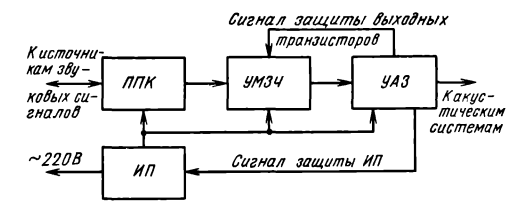


Рис. 1.1. Структурная схема усилителя высококачественного звуковоспроизведения

ности, индикаторы уровня сигналов; источник питания; различные узлы автоматики и защиты.

Современные усилители, применяемые в составе комплекса звуковоспроизведения, представляют собой сложное радиоэлектронное устройство, состоящее из последовательно включенных функционально завершенных узлов [1]. По своему назначению их можно объединить в четыре блока (рис. 1.1): предусилитель, преобразователь и коммутатор звуковых сигналов (ППК); усилитель мощности звуковой частоты (УМЗЧ); устройство автоматики и защиты (УАЗ); источник питания (ИП).

На рис. 1.1 приведена общая структурная схема усилителя высококачественного звуковоспроизведения. Наиболее сложным и широким по набору выполняемых функций является блок ППК. Он предварительно выравнивает уровни от слабых источников сигналов (микрофонов, магнитных головок звукоснимателей и т. п.), селектирует отдельные источники сигналов, преобразует сигналы по уровню и тембру, компенсирует различные виды искажений, присущие носителям и преобразователям звуковых сигналов.

На рис. 1.2 приведена структурная схема базового блока ППК. Он состоит из следующих функциональных узлов (ФУ): входных малошумящих низкоомных усилителей для звукоснимателей с электромагнитной головкой 1-А1 и 2-А1 (ФУ1); микрофонных усилителей 1-А2 и 2-А2 (ФУ2); предусилителей-корректоров со стандартной характеристикой (для магнитных звукоснимателей) 1-А3 и 2-А3 (ФУ3); селекторов входных сигналов—смесителей 1-А4 и 2-А4; нормирующих усилителей 1-А5 и 2-А5 (ФУ4); шумоподавителей (чтобы сделать менее заметными щелчки из-за царапин в грампластинках и шумы в паузах) 1-А6 и 2-А6, 1-А7 и 2-А7 (ФУ5 и ФУ6); фильтров верхних и нижних частот 1-Z1,2-Z1 и 1-Z2,2-Z2 (ФУ7); регуляторов ширины стереобазы 1-А8 и 2-А8(ФУ8); эквалайзеров 1-А9 и 2-А9 (ФУ9); регуляторов тембра 1-А10 и 2-А10 (ФУ10); регуляторов громкости и баланса А1; индикаторов уровня сигнала 1-Р1 и 2-Р1 (ФУ11); усилителей для головных телефонов 1-А11 и 2-А11 (ФУ12); источника питания G1.

Каждый из функциональных узлов целесообразно выполнять в виде автономного модуля. В этом случае можно с минимальными неудобствами встраивать ФУ в уже готовую конструкцию [1, 2], использовать ее новые качества (возможности), вводить дополнительные каналы к уже имеющимся.

На современном этапе развития фактор морального старения техники высококачественного звуковоспроизведения предопределяет все возрастающую степень использования унифицированных модулей. Поэтому их проектирование может превратиться в совершенно самостоятельный процесс, не связанный с созданием конкретной системы. Это позволит в будущем сократить сроки создания и модернизации комплексов звуковоспроизведения, так как при использовании унифицированных модулей проектирование комплекса звуковоспроизведения будет заключаться в подборе наиболее подходящих модулей из числа существующих.

Блок ППК (см. рис. 1.2) включает в себя наибольшее число модулей (ряд их вариантов будет рассмотрен далее). Естественно, возможно и другое, более простое построение блока — путем исключения отдельных ФУ. Все описываемые модули имеют высокое входное и низкое выходное сопротивление и хорошо согласуются между собой.

Блок предусилителя, преобразователя и коммутатора, схема которого приведена на рис. 1.2, целесообразно выполнить в виде самостоятельного устройства. Будучи снабженным двухканальным усилителем для головных телефонов, он обеспечивает контроль при записи на магнитофон с микрофона и при воспроизведении с магнитофона. Это позволяет использовать блок ППК отдельно от усилителя мощности, что дает определенные эксплуатационные удобства.

На рис. 1.3 приведена структурная схема блока усилителя мощности. Он представляет собой оконечную ступень современного стереофонического звуковоспроизводящего тракта, дополненного квадрапреобразователем и двумя каналами усилителей мощности для тыловых акустических систем (система псевдоквадрафонического звуковоспроизведения). Распространенность этой системы объясняется двумя причинами. С одной стороны, она выгодна из экономических соображений (четырехканальные источники звуковых сигналов весьма дороги), а с другой — создает хорошую иллюзию объемного звучания. Совместная конструктивная компоновка этих узлов обеспечивает автономность в использовании этого блока, легкую его замену и хорошую развязку по питанию модулей предусилителя от выходных усилителей мощности.

Блок усилителя мощности состоит из четырех модулей: синтезатора псевдоквадрафонического сигнала U1 (ФУ13); усилителей мощности 1-А1—4-А1 (ФУ14), индикаторов уровня выходной мощности 1-Р1—4-Р1 (ФУ11); устройства защиты усилителей мощности и акустических систем 1-А2—4-А2 (ФУ15); источника питания G1. Переключате-

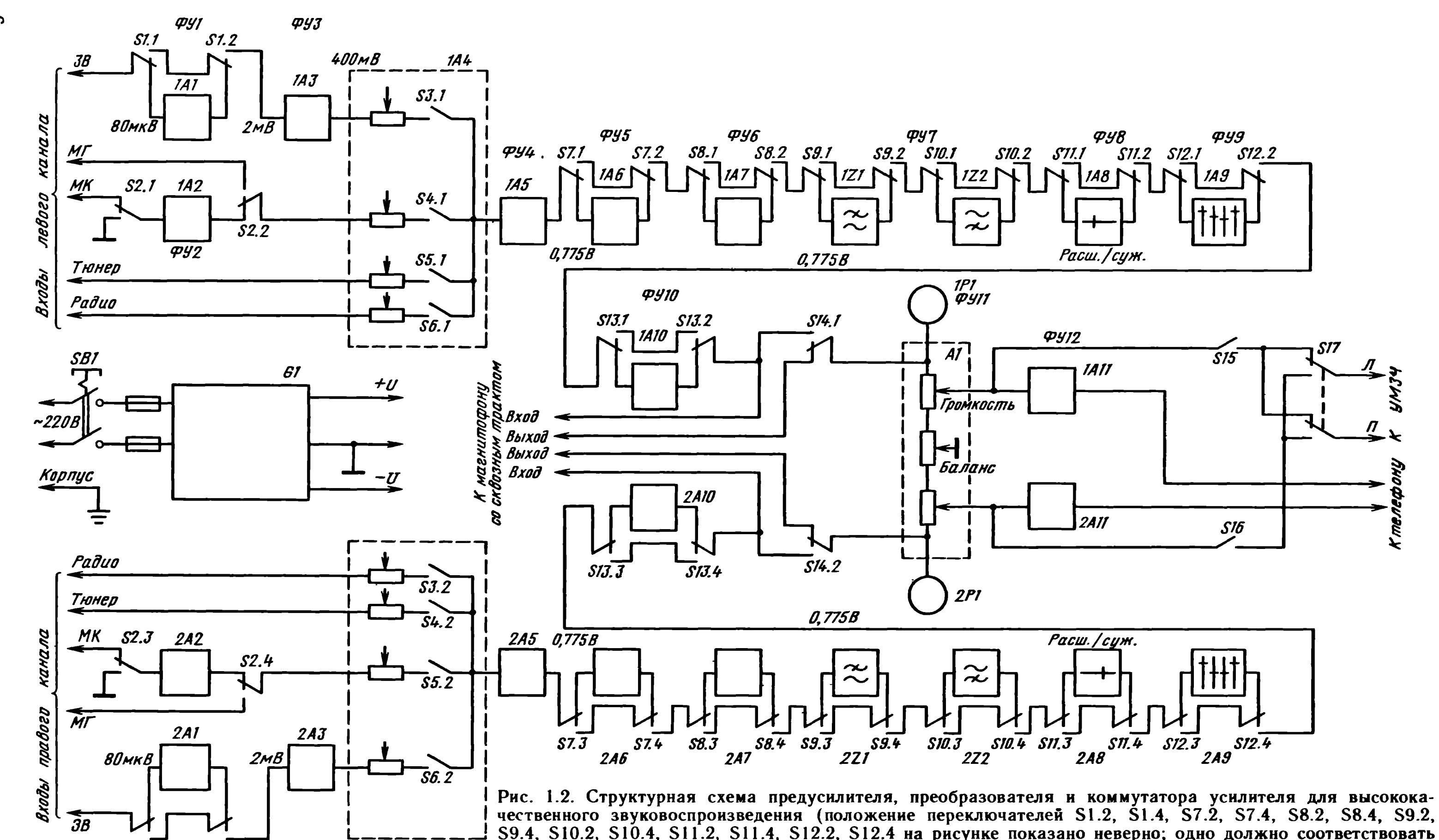


Рис. 1.2. Структурная схема предусилителя, преобразователя и коммутатора усилителя для высококачественного звуковоспроизведения (положение переключателей S1.2, S1.4, S7.2, S7.4, S8.2, S8.4, S9.2, S9.4, S10.2, S10.4, S11.2, S11.4, S12.2, S12.4 на рисунке показано неверно; оно должно соответствовать положению переключателей S13.2, S13.4).

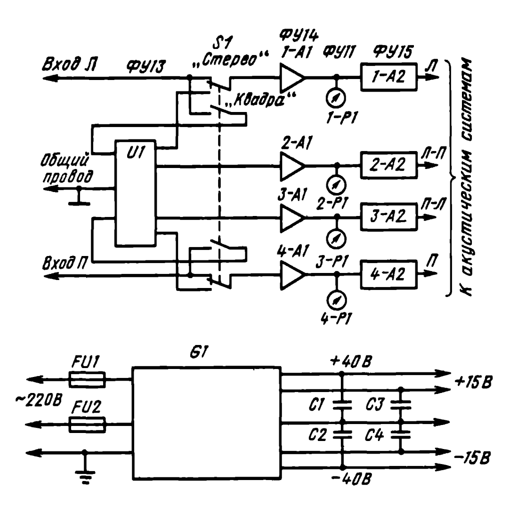


Рис. 1.3. Структурная схема блока усилителя мощности для высококачественного звуковоспроизведения

лем S1 устанавливается псевдоквадрафонический режим работы усилителя.

Технические показатели усилителей, определяемые ГОСТ, ОСТ или другими специальными руководящими материалами, обычно касаются сквозных характеристик всего усилительного тракта. Поэтому для оценки качества каждого ФУ установим самостоятельные технические характеристики.

Примерные нормы на технические характеристики основных ФУ усилительного тракта, разработанные авторами с учетом возможностей современной элементной базы, приведены в табл. 1.1. Для каждого ФУ предлагаются три уровня параметров: начальный — для простых массовых конструкций, средний — для относительно недорогих конструкций достаточно высокого качества и высший — для уникальных конструкций, обеспечивающих весьма высокое качество звучания.

Сквозные характеристики аппаратуры, построенной из ФУ начального уровня, удовлетворяют минимальным требованиям к системам высококачественного воспроизведения звука по стандарту DIN 45500. Параметры ФУ среднего уровня обеспечивают сквозные характеристики, свойственные лучшим образцам современной отечественной и зарубежной аппаратуры категории Hi—Fi. Нормы на параметры ФУ высшего уровня установлены исходя из анализа современного состояния и перспектив совершенствования звуковоспроизводящей техники в будущем.

Таблица 1.1

Техническая характеристика	Уровень		
	высший	средний	начальный
Входной малошумящий усилитель для звукоснимателей с электромагнитной головкой (ФУ1)			
Входное напряжение, мВ:			
номинальное	0,08	0,08	0,08
максимальное	8	4	1
Выходное напряжение, мВ:			
номинальное	3	3	3
максимальное	240	120	30
Коэффициент передачи в полосе пропускания, дБ	30	30	30
Перегрузочная способность, дБ, не менее	40	34	22
Номинальный диапазон частот, Гц	10...100 000	10...100 000	20...20 000
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20 000 Гц, %	0,01	0,03	0,08
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), дБ, не менее	80	70	60
Входное сопротивление, Ом	47	47	47
Выходное сопротивление, Ом	500	500	500
Микрофонный усилитель (ФУ2)			
Входное напряжение, мВ:			
номинальное	1	1	1
максимальное	50	30	20
Выходное напряжение, мВ:			
номинальное	200	200	200
максимальное	10 000	6000	2000
Коэффициент передачи в полосе пропускания, дБ	46	46	46

Техническая характеристика	Уровень		
	высший	средний	начальный
Перегрузочная способность, дБ, не менее	34	30	26
Номинальный диапазон частот, Гц	10...100 000	10...100 000	20...20 000
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20 000 Гц, %, не более	0,03	0,05	0,1
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), дБ, не менее	80	70	60
Входное сопротивление, кОм	3,3	3,3	3,3
Выходное сопротивление, кОм	1	1	1
Предусилитель-корректор RIAA (ФУ3)			
Входное напряжение, мВ:			
номинальное	2,5	2,5	2,5
максимальное	200	100	25
Выходное напряжение, В:			
номинальное	0,2	0,2	0,2
максимальное[1]	16	8	1,6
Коэффициент передачи на частоте 1 кГц, дБ	38	38	36
Перегрузочная способность, дБ, не менее	40	30	22
Отклонение АЧХ от стандартной (RIAA), дБ	±0,2	±0,5	±2
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), дБ, не менее	75	65	60
Входное сопротивление, кОм	47	47	47
Выходное сопротивление, кОм	1	1	1
Нормирующий усилитель (ФУ4)			
Входное напряжение, В:			
номинальное	0,1	0,1	0,1
максимальное	2	1	0,5
Выходное напряжение, В:			
номинальное	0,8	0,8	0,8
максимальное	16	8	4
Коэффициент передачи в полосе пропускания, дБ	18	18	18
Перегрузочная способность, дБ, не менее	26	20	14
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20 000 Гц, %, не более[2]	0,01	0,02	0,1
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), дБ, не менее	80	70	60
Номинальный диапазон частот, Гц	10...100 000	10...100 000	10...20 000
Входное сопротивление, кОм	100	100	100
Выходное сопротивление, кОм	1	1	1
Шумоподавитель импульсных помех (ФУ5)			
Входное напряжение, В:			
номинальное	0,8	0,8	0,8
максимальное	10	6	4
Выходное напряжение, В:			
номинальное	0,8	0,8	0,8
максимальное	10	6	4
Коэффициент передачи в полосе пропускания, дБ	0	0	0
Перегрузочная способность, дБ, не менее	22	18	14
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20 000 Гц, %, не более	0,01	0,02	0,1

Техническая характеристика	Уровень		
	высший	средний	начальный
Интервал регулировки порога срабатывания, мс	0,3...8	0,5...7	1...6
Эффективность подавления импульсной помехи, дБ, не менее	35	30	20
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), дБ, не менее	70	60	50
Полоса пропускания (на уровне — 3 дБ), Гц	10...100 000	10...100 000	10...20 000
Входное сопротивление, кОм	50	50	50
Выходное сопротивление, кОм	1	1	1
Шумоподавитель (ФУ6)			
Входное напряжение, В:			
номинальное	0,8	0,8	0,8
максимальное[1]	16	8	4
Коэффициент передачи в полосе пропускания	1	1	1
Перегрузочная способность, дБ, не менее	26	20	14
Порог срабатывания[2], дБ	—30	—30	—30
Полоса пропускания (на уровне —3 дБ), Гц, не хуже	10...100 000	10...100 000	10...20 000
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20 000 Гц, %, не более	0,01	0,02	0,1
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), дБ, не менее [2,6]	100	80	70
Входное сопротивление, кОм	100	100	100
Выходное сопротивление, кОм	1	1	1
Фильтры верхних и нижних частот (ФУ7)			
Входное и выходное напряжение, В:			
номинальное	0,2	0,2	0,2
максимальное[1]	16	8	2
Коэффициент передачи в полосе пропускания, дБ	0	0	0
Перегрузочная способность, дБ, не менее	38	32	20
Крутизна АЧХ, дБ на октаву (изменяется переключателем дискретно)	6, 12, 18	6, 12	12
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20 000 Гц, %, не более	0,01	0,02	0,1
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), дБ	80	70	60
Входное сопротивление, кОм	100	100	100
Выходное сопротивление, кОм	1	1	1
Регулятор ширины стереобазы (ФУ8)			
Входное напряжение, В			
номинальное	0,8	0,8	0,8
максимальное	16	8	4
Коэффициент передачи в полосе пропускания, дБ	0	0	0
Перегрузочная способность, дБ, не менее	26	20	14
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20 000 Гц, %, не более[2]	0,01	0,02	0,1
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), дБ	80	70	60
Пределы смешивания-разделения каналов, дБ	0...50	5...40	10...20

Техническая характеристика	Уровень		
	высший	средний	начальный
Входное сопротивление, кОм	100	100	100
Выходное сопротивление, кОм	1	1	1
Эквалайзер (ФУ9)			
Входное напряжение, В:			
номинальное	0,8	0,8	0,8
максимальное	4	3	2
Коэффициент передачи на частоте 1 кГц, дБ	0	0	0
Перегрузочная способность, дБ, не менее	14	11	8
Число частот регулирования АЧХ	8...12	5...8	3...5
Пределы регулирования АЧХ на каждой частоте, дБ, не менее	±16	±12	±10
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20 000 Гц, %, не менее[2]	0,02	0,05	0,1
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), дБ, не менее[2]	80	70	60
Входное сопротивление, кОм	100	100	100
Выходное сопротивление, кОм	1	1	1
Темброблок (ФУ10)			
Номинальное входное напряжение, В	0,8	0,8	0,8
Коэффициент передачи на частоте 1 кГц, дБ	0	0	0
Пределы регулирования тембра на частотах 100 и 10 000 Гц, дБ	±12	±10	±8
Перегрузочная способность, дБ, не менее[3]	20	10	6
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20 000 Гц, %, не более[2,7]	0,01	0,05	0,1
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), дБ, не менее[2]	80	70	60
Входное сопротивление, кОм	100	100	100
Выходное сопротивление, кОм	1	1	1
Индикатор уровня сигналов (ФУ11)			
Номинальное входное напряжение, мВ	775±80	775±80	775±80
Динамический диапазон измерений, дБ	+4...—55	+4...—40	+4...—24
Тип показывающего прибора	Стрелочный прибор	Газоразрядная лампа	Светодиоды
Время интеграции, мс	2...4	2...5	2...6
Время срабатывания указателя, мс	100...150	100...200	100...200
Время возврата указателя, с	2±0,2	2...3	2...3
Диапазон частот измерений, Гц	20...20 000	30...16 000	50...12 000
Неравномерность АЧХ в диапазоне 20...20 000 Гц, дБ, не более	±0,5	±1	±3
Входное сопротивление, кОм, не менее	100	100	50
Усилитель для головных телефонов (ФУ12)			
Входное напряжение, В:			
номинальное	0,75±0,05	0,75±0,05	0,75±0,05
максимальное	2,0±0,1	1,5±0,1	1,2±0,1
Коэффициент передачи в полосе пропускания, дБ	12	12	12
Перегрузочная способность, дБ, не менее	10	7	5
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20 000 Гц, %, не более[2]	0,01	0,05	0,08
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс, не менее	20	8	4

Техническая характеристика	Уровень		
	высший	средний	начальный
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), дБ, не менее	110	80	60
Входное сопротивление, кОм	100	100	100
Сопротивление нагрузки, Ом	8	8	8
Синтезатор псевдоквадрафонического сигнала (ФУ13)			
Входное напряжение, В:			
номинальное	0,8	0,8	0,8
максимальное[1]	16	8	4
Коэффициент передачи в полосе пропускания, дБ	—8...0	—8...0	—8...0
Перегрузочная способность, дБ, не менее	26	20	14
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20 000 Гц, %, не более[2]	0,01	0,02	0,2
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), дБ, не менее [2,6]	100	80	70
Диапазон частот сдвига фазы на 90°, Гц	20...20 000	20...5000	20...2000
Входное сопротивление, кОм	100	100	100
Выходное сопротивление, кОм	1	1	1
Усилитель мощности (ФУ14)			
Номинальное входное напряжение, В	0,75±0,05	0,75±0,05	0,75±0,05
Номинальная выходная мощность, Вт, не менее[4]	100	50	10
Коэффициент гармоник, %, не более, на частоте, Гц:			
1000	0,01	0,05	0,08
20...20 000	0,05	0,1	0,2
Полоса частот по выходной мощности (на уровне —3 дБ), Гц, не уже	20...100 000	20...50 000	20...20 000
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс, не менее[5]	25	7	2
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), дБ, не менее [5,6]	110	80	60
Входное сопротивление, кОм	10	10	10

[1] На частоте 1 кГц при коэффициенте гармоник не более 0,5 %.
[2] При номинальном входном напряжении.
[3] При максимальном подъеме АЧХ и коэффициенте гармоник не более 0,5 %.
[4] При заданном коэффициенте гармоник.
[5] При номинальной выходной мощности.
[6] По отношению к собственным шумам усилителя.
[7] При максимальном подъеме АЧХ.

Значения параметров выбраны таким образом, чтобы ни один ФУ в пределах своего уровня не ограничивал характеристики тракта в целом. Использование ФУ с разными уровнями параметров в одном устройстве нежелательно, так как это приведет к снижению характеристик усилителя, которые будут определяться параметрами ФУ худшего качества.

Схемы соединений ФУ при построении звуковоспроизводящего тракта показаны на рис. 1.4 и 1.5 (нумерация вывода ФУ на первом из них соответствует нумерации контактов на торцах монтажных плат на втором). Здесь выход ФУ1 подключен непосредственно к входу ФУ2, выход ФУ2—к входу ФУ3 и т. д. Питание на каждый узел подается с шин питания по отдельным проводам. Чтобы уменьшить помехи (фон и шум), общие провода сигнальных цепей и питания (средняя точка источника двухполярного питания) разделены. С отдельной шиной (корпусом) соединяют и экраны, в которых помещают чувствительные к наводкам ФУ.

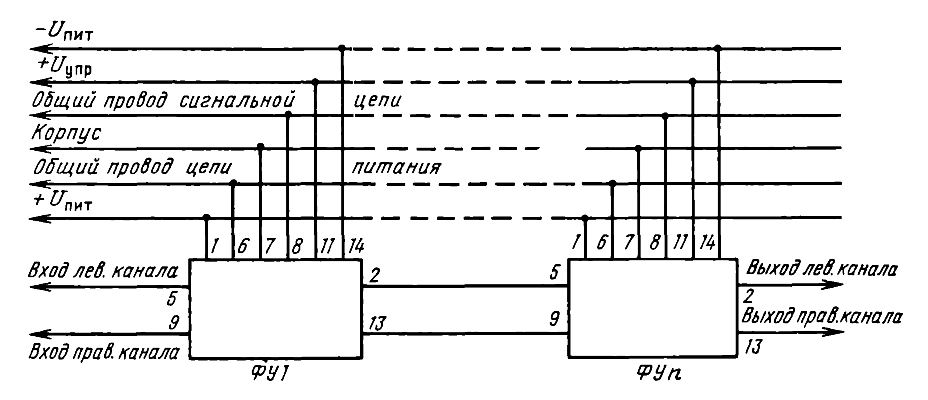


Рис. 1.4. Схема соединения ФУ при построении из них звуковоспроизводящего тракта

В предлагаемом исполнении звуковоспроизводящего тракта некоторые ФУ (например, фильтры, нормирующие усилители, темброблоки и т. п.) можно поменять местами, а также исключить отдельные узлы (в этом случае на их место устанавливают перемычки, соединяющие выводы входа и выхода исключаемого узла). Это открывает широкие возможности для исследований и оптимального построения разрабатываемого устройства.

Конструкция, построенная на базе модулей ФУ, оказывается весьма работоспособной: вышедший из строя ФУ можно заменять запасным или заглушкой с перемычками. При этом некоторые параметры усилителя ЗЧ ухудшаются, и теряются отдельные эксплуатационные удобства (например, возможность регулирования тембра при выходе из строя темброблока), однако работоспособность тракта сохраняется.

Далее будут приведены описания испытанных схем различных ФУ, удовлетворяющих перечисленным требованиям. Все ФУ совместимы информационно, электрически и конструктивно. Под информационной совместимостью подразумевается совместимость сигналов, несущих информацию (например, по номинальному диапазону частот, скорости

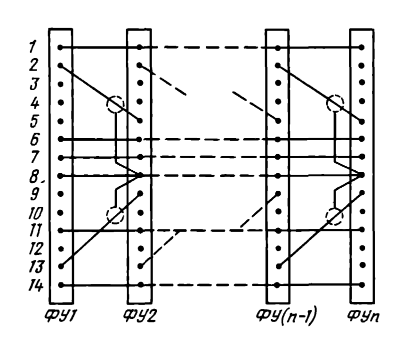


Рис. 1.5 Схема соединения монтажных плат ФУ при построении звуковоспроизводящего тракта

нарастания выходного сигнала, динамическому диапазону и т. п.); под электрической — совместимость по номинальным уровням входных и выходных сигналов соседних по тракту ФУ и по входным и выходным сопротивлениям; под конструктивной — возможность непосредственного конструктивного объединения ФУ в результате одинаковой прокладки линий связи, применения однотипных разъемов и единого порядка соединения контактов с соответствующими цепями ФУ.

Функциональные узлы описываются далее в том порядке, в котором они были перечислены и показаны на рис. 1.2 и 1.3.

1.2. Показатели качества усилителей для высококачественного звуковоспроизведения

Усилители для высококачественного звуковоспроизведения характеризуются рядом конструктивных, эксплуатационных и качественных показателей (рис. 1.6). Небольшая часть показателей устанавливается и формируется при конструировании и изготовлении усилителей, а основная — определяется схемотехникой, элементной базой и качеством разработки. При проектировании усилителей ЗЧ основное внимание уделяется всей группе качественных и ряду эксплуатационных показателей.

Из эксплуатационных характеристик основное внимание уделяется потребительским (сервисным) качествам, а также надежности и стоимости усилителя. Состав сервисных характеристик приведен на рис. 1.7. Чем полнее они реализованы, тем выше эксплуатационные возможности усилителя, тем выше класс аппаратуры. Конструктивные показатели являются основой при выборе схемы и конструкторской компоновки усилителя.

В последующих разделах рассмотрим состав качественных показателей усилителя, их влияние на субъективное восприятие зву-

чания, а также широкий круг практических вопросов по методам измерения основных объективных показателей качества.

Известно, что усилители для высококачественного звуковоспроизведения должны удовлетворять определенным объективным и субъективным требованиям. На сегодняшний день не существует полной объективной количественной системы оценок качества звучания, однозначно совпадающих с субъективным впечатлением. Такие характеристики, как прозрачность, чистота звука, эффект присутствия, мягкость и естественность звука пока не имеют объективных оценок. Однако существующие методы объективной оценки технических параметров позволяют во многом количественно измерить и предсказать достижимое качество звучания при субъективном восприятии. Основное влияние на качество субъективного восприятия звука оказывают искажения, вносимые усилителем ЗЧ. Достаточно полные сведения об этих искажениях приведены на рис. 1.8.

Измерение и контроль искажений, вносимых усилителем ЗЧ, позволяют без электрических испытаний выяснить степень применимости усилителя для конкретного потребителя, быстро и правильно выбрать и спроектировать весь звуковоспроизводящий комплекс с учетом условий эксплуатации, а также предположить, каким будет качество звучания.

В общем случае на субъективное восприятие качества звучания влияют уровни линейных и нелинейных искажений, собственных помех и шумов и динамический диапазон усилителя. Для количественной оценки этих показателей важным является выбор формы испытательных сигналов. В большинстве случаев напряжение на входе усилителя изменяется по периодическому закону. Форма кривой сигнала при этом может быть весьма разнообразной; она полностью зависит от характера сигналов усиливаемого напряжения.

Периодическое колебание может быть представлено в виде ряда Фурье:

$$u_{вх}(t) = U_1 \sin(\omega t+\varphi_1) + U_2 \sin(2\omega t+\varphi_2) + \ldots + U_k \sin(k\omega t+\varphi_k) = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin(k\omega t+\varphi_k).$$

Согласно этому выражению спектр входного сигнала представляется в виде бесконечного ряда гармоник с кратными частотами от $\omega = 2\pi f$ до ∞. Реально же при звукоусилении имеют дело с конечным диапазоном частот, это означает, что за пределами некоторой полосы, ограниченной верхней частотой $f_в$, амплитуда гармоник равна нулю, т. е. $U_k = 0$ при $k\omega > 2\pi f_в$.

В общем случае форма напряжения звукового сигнала не является периодической функцией времени и ее можно представить с помощью интеграла Фурье, являющегося распространением ряда Фурье на бесконечно большой период повторения функции. Для звуковых сигналов интервал между частотами гармоник стремится к нулю, и прерывистый спектр сигнала превращается в сплошной. А это значит, что напряжение звукового сигнала имеет непрерывный спектр.

На практике при анализе и испытаниях усилителей ЗЧ в установившемся режиме часто используют в качестве входного сигнала напряжение синусоидальной формы, что яв-

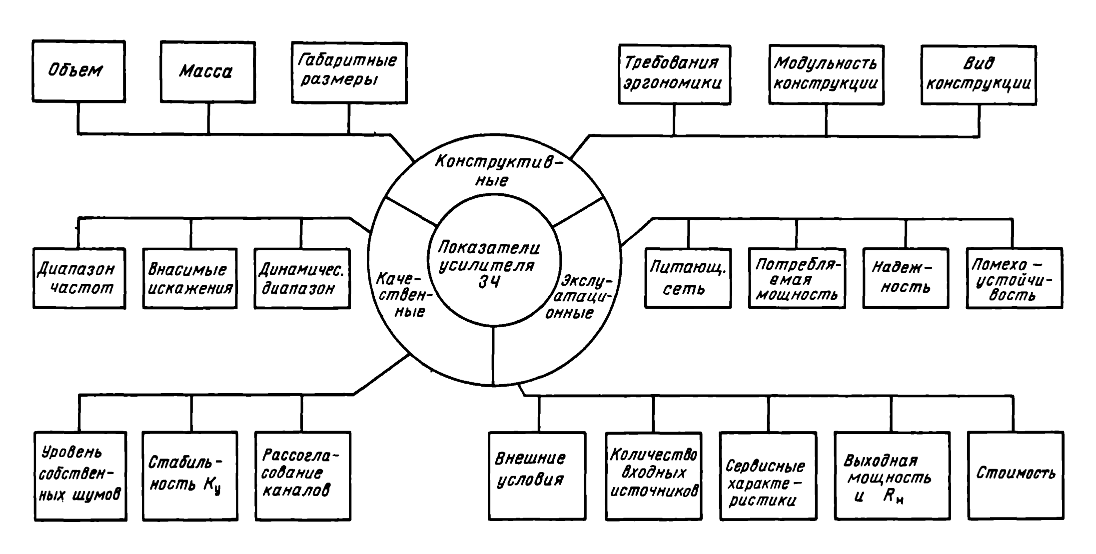


Рис. 1.6. Обобщенная классификационная схема показателей усилителей ВЗВ

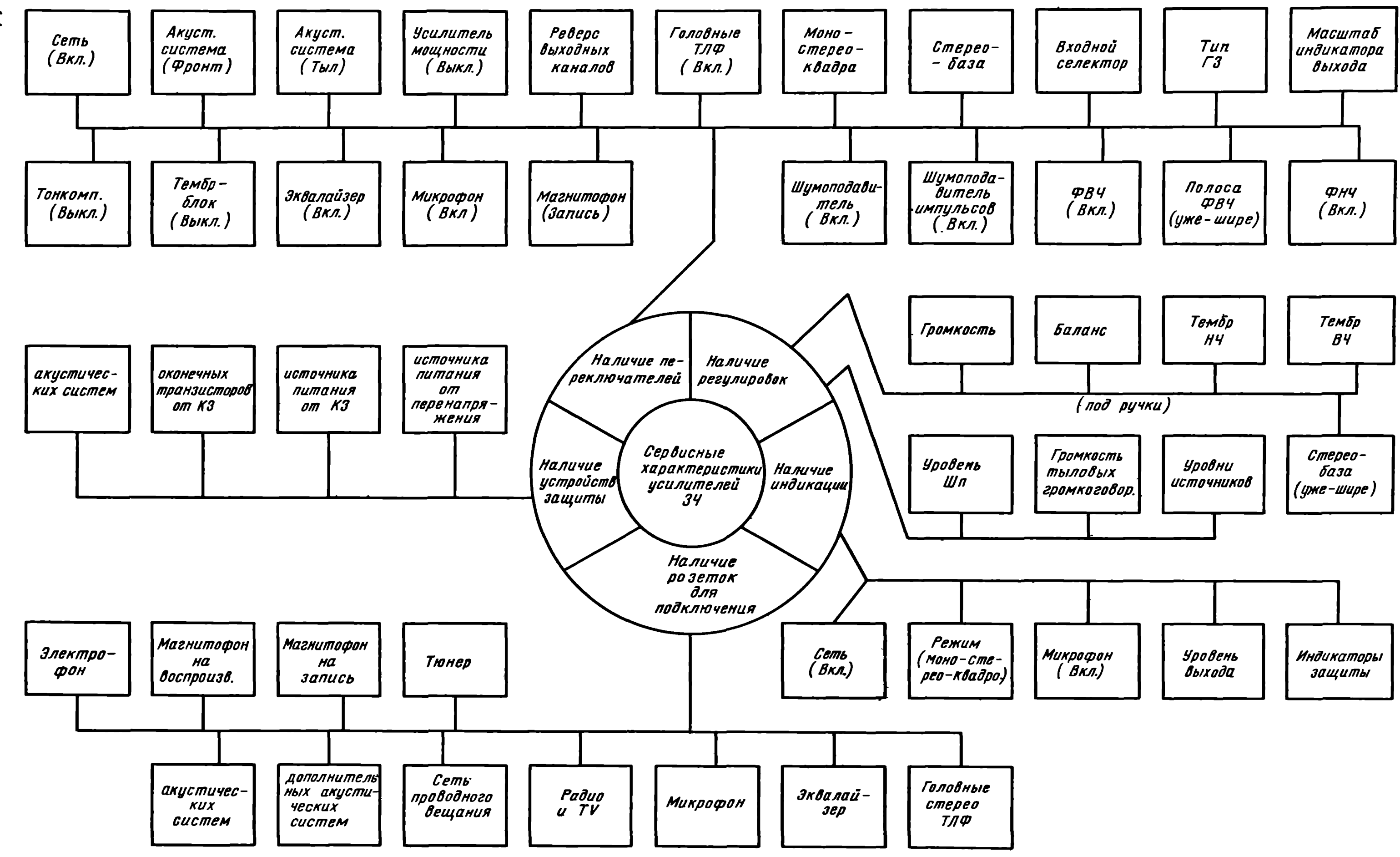


Рис. 1.7. Обобщенная схема состава сервисных (потребительских) характеристик усилителей ЗЧ

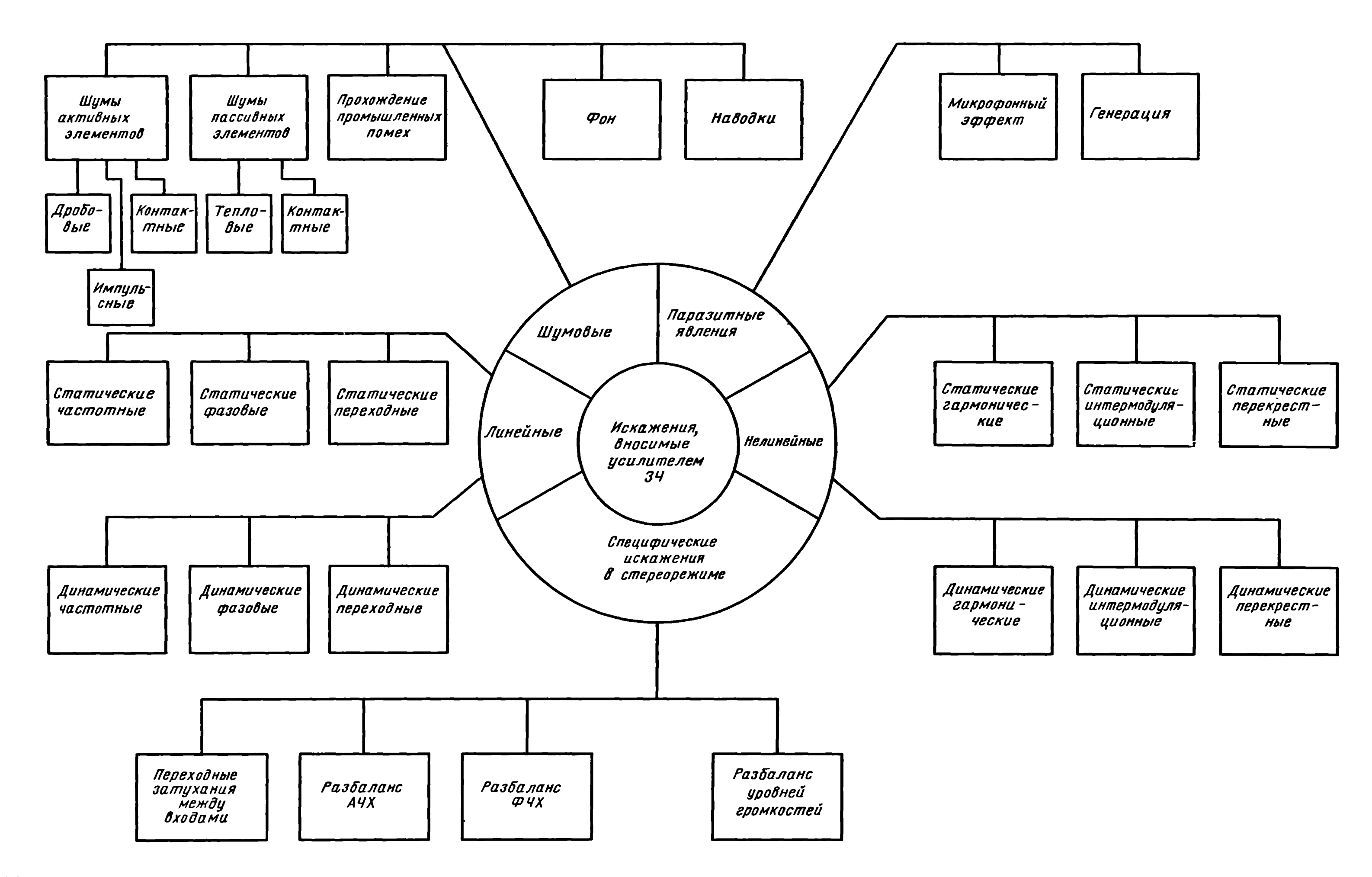


Рис. 1.8. Обобщенная классификационная схема искажений, вносимых усилителем ЗЧ

ляется весьма условной и грубой моделью реальных сигналов, оправданной только с точки зрения методической простоты. Такая идеализация дает удовлетворительные результаты для грубой оценки качества усилителей ЗЧ.

Виды искажений, вносимых усилителем ЗЧ. Основным качественным показателем усилителя ЗЧ является степень неискаженного воспроизведения сигналов на выходе, подведенных ко входу. Под искажением понимается всякое изменение формы сигнала на выходе $U_{вых}$ по сравнению с формой сигнала на входе $U_{вх}$. В идеальном случае выходное напряжение должно быть точно такой же функцией времени, как и входное, т. е.

$$U_{вых}(t) = KU_{вх}(t),$$

где K — постоянный коэффициент, не зависящий от $U_{вх}$ и t.

Обычно при прохождении сигнала через усилитель всегда возможен сдвиг сигнала на время Δt, что не является искажением сигнала. Поэтому условие неискаженной работы усилителя принимает вид

$$U_{вых}(t) = KU_{вх}(t - \Delta t).$$

Для его выполнения необходимо, чтобы в усилителе отсутствовали линейные, нелинейные и шумовые искажения.

Линейные искажения (рис. 1.8) обусловлены влиянием реактивных элементов усилителя — конденсаторов и катушек, сопротивление которых зависит от частоты. Эти искажения имеются и в линейном усилителе, например при усилении очень слабых сигналов, когда нелинейность активных элементов усилителя можно не учитывать.

К линейным искажениям относятся: частотные, фазовые и переходные искажения. В результате линейных искажений происходит ограничение частотного диапазона, неравномерная задержка во времени разных спектральных составляющих сигнала, завал фронта и спада и искажения формы импульсных сигналов. Количественно линейные искажения определяются формой амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), параметрами фазо-частотной (ФЧХ) и переходной характеристик усилителя. Кстати, все они однозначно связаны между собой [3].

К нелинейным относятся искажения, вызванные нелинейностью АЧХ усилителей и преобразователей. Нелинейные искажения количественно оцениваются по значению гармонических и интермодуляционных искажений.

Шумовые искажения воздействуют на сигнал аддитивно, прибавляют в сигнал звуки, которые отсутствуют в первоначальной звуковой картине, и, что самое неприятное, они становятся наиболее заметными, когда сигнал отсутствует. Шумовые искажения ограничивают динамический диапазон усилителя. Борьба с ними является одной из трудных проблем в технике высококачественного звуковоспроизведения.

Следует отметить, что линейные и нелинейные искажения проявляются как в статическом, так и в динамическом режиме.

Дело в том, что в технике усилителей высококачественного звуковоспроизведения широко используются различные виды отрицательной обратной связи (ООС). Благодаря этому удается получать весьма высокое качество усиления усилителей ЗЧ в статическом режиме, где линейные и нелинейные искажения сведены к исчезающе малым значениям. Это же обстоятельство является причиной повышения уровня искажений, которые возникают из-за конечного времени задержки сигнала ООС по отношению к входному воздействию. В результате на это время резко возрастают как линейные искажения (из-за сужения полосы пропускания АЧХ и увеличения нелинейности ФЧХ), так и нелинейные (вызваны перегрузкой входных каскадов из-за отсутствия ООС).

Количественные показатели для оценки динамических искажений сложны, однако по времени установления переходной характеристики усилителя ЗЧ можно судить о времени возрастания линейных и нелинейных искажений в динамическом режиме.

Частотные искажения определяются отклонением модуля коэффициента передачи АЧХ в рабочем диапазоне частот от его значения на частоте 1 кГц. Частотный диапазон, передаваемый усилителем ЗЧ категории Hi—Fi, теоретически должен охватывать по меньшей мере диапазон 20...20 000 Гц. На практике крайние частоты АЧХ оказываются весьма спорными, а иногда и трудно достижимыми.

Например, чтобы получить достаточное слуховое ощущение на частоте 30 Гц, необходим зал длиной 12 м [4]. Звуки с частотой 40 Гц сравнительно редко встречаются в музыкальной программе, и их нет в человеческой речи. Также некритичной является верхняя граница частотного диапазона. Известно, что музыкальное восприятие исчезает на очень высоких частотах и заменяется неким неопределенным звуковым ощущением, зависящим от индивидуальности восприятия слушателя и его возраста [5].

Слушатели в возрасте после 40 лет, как правило, не воспринимают частоты выше 10 кГц. Снижается также количество звуковой информации на частотах выше 15 кГц, потому что она состоит из гармоник с незначительной энергией, составляющих тембровой оттенок некоторых инструментов. По этим и другим соображениям стандарты (например, DIN 45—500 ФРГ или ГОСТ 24388—80) для усилителей ЗЧ определяют диапазон эффективно воспроизводимых частот 40...16 000 Гц с допустимым отклонением $\pm 1,5$ дБ. Спад или подъем АЧХ за пределами допустимой неравномерности характеризует частотные искажения. Субъективные оценки показывают, что заметность широких (с ши-

риной 50 % и более от центральной частоты) пиков и провалов АЧХ намного больше, чем узкополосных, причем узкополосные пики заметнее узкополосных провалов. На краях звукового диапазона узкополосные (с шириной менее 15 % от центральной частоты) искажения АЧХ до 10 дБ практически незаметны.

Тем не менее усилители ЗЧ категории Hi—Fi должны иметь частотный диапазон не менее чем 20...20 000 Гц, и это прежде всего связано с необходимостью достичь высоких динамических характеристик усилителя, минимального времени восстановления, максимальной скорости нарастания выходного напряжения и минимальных фазовых искажений. Другими словами, несубъективное восприятие ограничения частотного диапазона определяет диапазон частот усилителя ЗЧ, необходимость достижения высоких динамических показателей всего усилителя.

Частотные искажения в усилителях являются следствием неодинаковости коэффициента усиления на различных частотах в пределах заданной полосы пропускания. Из-за них нарушаются реальные соотношения между амплитудами компонент сложного колебания, а это значит, что меняется энергетический спектр сигнала, искажается форма звукового сигнала, что приводит к значительному изменению тембра звука. При больших частотных искажениях звучание различных музыкальных инструментов теряет прозрачность, речь делается неразборчивой. Если коэффициент усиления на верхних частотах звукового диапазона больше, чем на нижних, то передача становится ненатуральной: звук теряет свою сочность, тембр получается звенящим, металлическим. При сильном подъеме нижних частот звук передачи становится глухим, все низкие ноты оказываются ненатурально подчеркнутыми. Для неискаженного воспроизведения колебаний звуковой частоты необходимо равномерно усиливать все частоты в пределах некоторой полосы.

Частотные искажения, вносимые усилителем, оценивают по АЧХ. Количественно они определяются нормированным коэффициентом усиления M (его часто называют коэффициентом частотных искажений), равным отношению коэффициента усиления на данной частоте K к коэффициенту усиления на средних частотах K_0:

$$M = K/K_0.$$

В децибелах он равен

$$G = 20 \lg M.$$

Область АЧХ, в которой G практически не зависит от частоты (на рис. 1.9 от 200 Гц до 10 кГц), называют областью средних частот. Нижней $f_н$ и верхней $f_в$ граничными частотами называют такие, на которых G уменьшается до заданного (допустимого) значения $G_{доп}$ относительно коэффициента усиления на средних частотах. Область от $f_н$ до $f_в$—рабочий диапазон частот или полоса пропускания усилителя.

Коэффициенты частотных искажений на нижних $G_н$ и верхних $G_в$ частотах соответственно равны

$$G_н = 20 \lg K_{f_н}/K_0, \quad G_в = 20 \lg K_{f_в}/K_0.$$

В многокаскадном усилителе общий коэффициент частотных искажений $G_{общ}$ на любой частоте равен сумме коэффициентов частотных искажений в отдельных каскадах:

$$G_{общ} = G_1 + G_2 + \ldots + G_N.$$

Их взаимной коррекцией можно добиться, что усилитель в целом будет иметь идеально плоскую АЧХ.

На практике усилители ЗЧ, выполненные по большинству принципиальных схем, имеют некоторый спад усиления в области нижних и верхних частот из-за наличия реактивных элементов и особенностей частотных свойств транзисторов. Степень линейных искажений усилителя ЗЧ для отечественной бытовой аппаратуры задается по ГОСТ 24388—80. У лучших образцов усилительных узлов неравномерность АЧХ в диапазоне рабочих частот не должна превышать 0,5...1,5 дБ. Для уменьшения линейных искажений диапазон рабочих частот усилителя выбирают шире диапазона частот, воспроизводимых акустическими системами.

Амплитудно-частотная характеристика усилителей на транзисторах в области верхних частот определяется емкостями эмиттерного и коллекторного переходов, в области нижних частот — емкостью разделительных и блокировочных конденсаторов. Чтобы расширить частотный диапазон в сторону верхних частот, либо уменьшают сопротивления на входе и выходе резистивного каскада, либо используют более высокочастотный транзистор. Диапазон усиливаемых частот может простираться до 100 кГц и более, что приводит к исчезающе малым линейным искажениям. Однако без специальных мер это

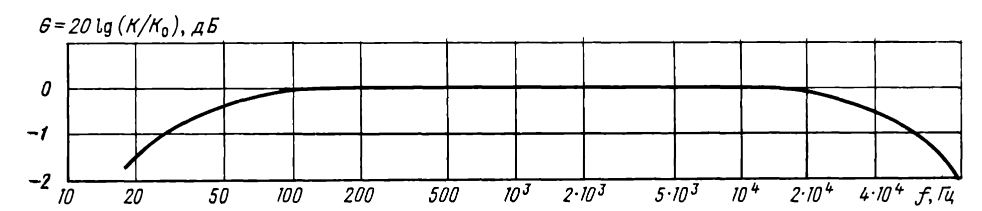


Рис. 1.9. Амплитудно-частотная характеристика усилителя ЗЧ

обстоятельство приводит к таким нежелательным явлениям, как усиление помех (на частотах 20...100 кГц), создаваемых промышленными установками, генерация на высоких частотах, усиление остаточных напряжений ПЧ с детектора приемника и т. д. Появляются нелинейные искажения, вызываемые интерференцией звуковых и поднесущих частот, при работе с тюнером или приемником.

Для борьбы с этими явлениями на входе усилителя включают специальные низкочастотные и высокочастотные фильтры, которыми подавляются составляющие фона, шумы и паразитные сигналы в той части диапазона, где отсутствуют составляющие полезного сигнала. Оптимальная крутизна спада у таких фильтров — 12 дБ на октаву. Фильтры часто делают переключаемыми, что позволяет выбирать ширину воспроизводимых частот в соответствии с качеством музыкальной программы. Искусственно ограничивать полосы отдельных ФУ, особенно усилителей мощности, нецелесообразно, так как это приведет к увеличению линейных искажений, особенно фазо-частотных и переходных.

Фазовые искажения являются результатом вносимых усилителем фазовых сдвигов между различными частотными компонентами сложного звукового сигнала, вследствие чего искажается его форма. В качестве примера рассмотрим гармонический сигнал, состоящий из основной и третьей гармоник (рис. 1.10, а). Если в результате прохождения через усилитель третья гармоника получит сдвиг на 90° по отношению к первой, то, как видно из рис. 10, б, форма сигнала изменится. Если же и первая гармоника будет иметь сдвиг фазы 30° (рис. 1.10, в), то сигнал только сдвинется во времени, но форма его не изменится. Фазо-частотные искажения будут отсутствовать, если усилитель на всех частотах полосы пропускания не вносит фазовых сдвигов и если фазовый сдвиг, вносимый усилителем, пропорционален частоте сигнала.

Фазовые искажения в усилителе оценивают по ФЧХ. Она представляет собой зависимость фазового сдвига $\Delta\varphi$ выходного напряжения (тока) относительно входного от частоты при действии на входе усилителя синусоидального сигнала. Типичная ФЧХ усилителя изображена на рис. 1.11 непрерывной линией. При $\Delta\varphi \geqslant 0$ выходное напряжение

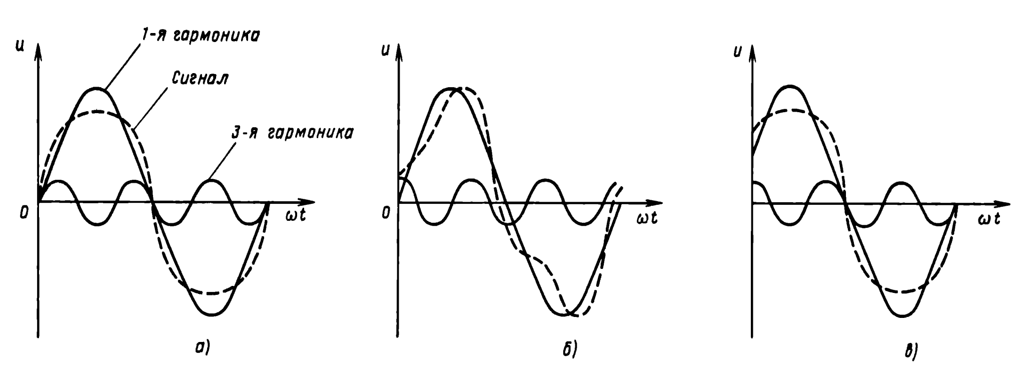


Рис. 1.10. Искажения формы сложного сигнала при сдвиге фазы одной из его составляющих: *а*—на 0°, *б*—на 90°, *в*—на 60°

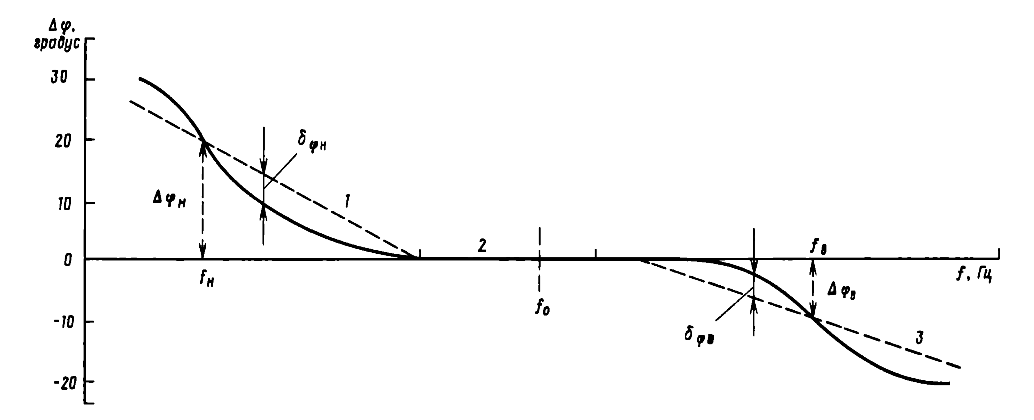


Рис. 1.11. Фазо-частотная характеристика усилителя ЗЧ

опережает входное, при $\Delta\varphi \leqslant 0$ — отстает. Не создающая искажений форма сигнала ФЧХ представляет собой линейную зависимость фазового сдвига от частоты:

$$\Delta\varphi(f) = -2\pi t_з(f - f_0),$$

где $t_з$ — групповое время запаздывания.

Групповое время запаздывания представляет собой производную по частоте ФЧХ, т. е. $t_з = d\varphi(f)/(2\pi df)$. При линейной ФЧХ все спектральные составляющие входного сигнала запаздывают на одинаковое время, и это не вызывает искажения формы сигнала. Если ФЧХ нелинейна, то различные спектральные составляющие входного сигнала будут запаздывать на разное время, форма выходного сигнала исказится и верность воспроизведения музыкального произведения нарушится.

Количественной оценкой фазовых искажений служит нелинейность ФЧХ реального усилителя, равная разности между реальной ФЧХ усилителя и аппроксимирующей ее линейной функцией в рабочем диапазоне частот. Аппроксимировать ФЧХ удобнее ломаной линией, образованной прямолинейными отрезками (на рис. 1.11 отмечены цифрами 1, 2, 3).

Принято считать, что в широком диапазоне звуков человеческое ухо не реагирует на изменение фазовых соотношений между отдельными гармоническими составляющими спектра сигнала. Отчасти это верно при монофоническом воспроизведении. Однако в высококачественных стереофонических и особенно в квадрафонических системах фазочастотные искажения существенно влияют на верность воспроизведения музыкальной программы, поэтому эти искажения должны быть нормированы. Следует отметить, что в активных псевдоквадрафонических системах эффект объемности звукового образа достигается формированием специальных фазовых характеристик усилителей тыловых каналов.

По абсолютному значению фазовых сдвигов на нижней $\Delta\varphi_н$ и верхней $\Delta\varphi_в$ частотах судят об устойчивости усилителей с глубокой обратной связью. В высококачественных усилителях фазовые искажения $\delta\varphi$ в рабочем диапазоне частот не должны превышать 4...5°. Расчеты показывают, чтобы нелинейность фазовой характеристики в пределах рабочего диапазона была меньше 2°, полосу пропускания усилителя нужно расширить в обе стороны в 2,5 раза, т. е. у усилителей для высококачественного звуковоспроизведения, имеющих исчезающе малые фазовые искажения, полоса пропускания должна быть 8...50 000 Гц.

Как уже сообщалось, реальный звуковой сигнал имеет сложную импульсную форму и представляет собой нестационарный случайный процесс. В высококачественных усилителях требуется высокая верность сохранения формы входного сигнала. Изменение формы сигнала на выходе усилителя зависит как от амплитудно-частотных, так и фазочастотных искажений. Ожидаемое изменение формы сигнала может быть легко определено анализом переходных процессов в цепях усилителя, обусловленных реактивными элементами. Поэтому для количественной оценки искажений из-за переходных процессов, приводящих к изменению формы сигнала, удобно проанализировать переходную характеристику усилителя.

Переходная характеристика есть реакция h(t) усилителя на воздействие единичной функции 1(t) (рис. 1.12); она представляет собой зависимость мгновенного значения выходного напряжения усилителя $U_{вых}$ от времени t при скачкообразном изменении напряжения на входе усилителя. Переходные искажения оцениваются искажениями фронта и плоской вершины импульса. Обычно в усилителях ЗЧ искажения плоской вершины импульса можно не исследовать, так как они связаны с искажениями в низкочастотной области сигнала, которые легко проанализировать по АЧХ усилителя. Искажения фронта импульса (рис. 1.12) оценивают по его длительности t и выбросу $\delta_ф(t_н)$ — время, необходимое для увеличения напряжения на выходе усилителя от 10 до 90 % его конечного значения при подаче на вход сигнала прямоугольной формы. В литературе часто $t_н$ называют временем нарастания. Оно связано с верхней граничной частотой соотношением $t_н = 0{,}35/f_в$, где $f_в$ — верхняя граничная частота рабочего диапазона усилителя с уровнем затухания — 3 дБ). Искажения импульса приводят к динамическим искажениям, которые проявляются в виде завала фронта, резких перепадов уровня реального музыкального сигнала и кратковременного возрастания нелинейных искажений в этот момент из-за запаздывания сигнала ООС. Для уменьшения динамических искажений обычно повышают быстродействие усилителя и уменьшают глубину ООС.

Быстродействие усилителя можно оценить как по длительности фронта, так и по полосе пропускания или максимальной скорости нарастания V_{max} выходного сигнала. Максимальная скорость нарастания для линей-

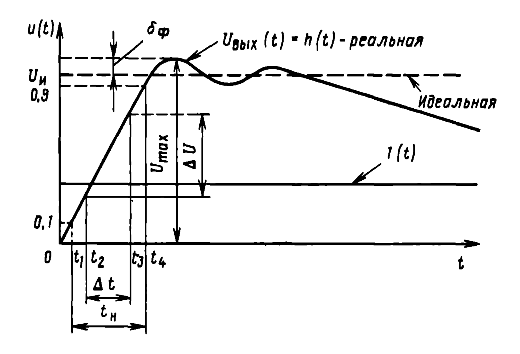


Рис. 1.12. Переходная характеристика усилителя ЗЧ

ных систем связана с полосой пропускания (ее верхней границей) соотношением

$$V_{max}=2\pi f_{max}U_{0max},$$

где f_{max} — максимальная частота, передаваемая усилителем без искажений; U_{0max} — максимальная неискаженная амплитуда выходного синусоидального сигнала.

Ограничение скорости нарастания приводит к нелинейным искажениям на высоких частотах при пиковых уровнях входного сигнала (даже если время нарастания входного сигнала невелико).

Однако оконечный усилитель очень редко можно считать достаточно близким к линейной системе, особенно на высоких частотах, поэтому скорость V_{max} для усилителей мощности ЗЧ оценивают по переходной характеристике. Ее определяют (см. рис. 1.12) как максимальную производную h(t), т. е.

$$V_{max}=\left\{\frac{d[h(t)]}{dt}\right\}_{max}=\left(\frac{\Delta U}{\Delta t}\right)_{max}.$$

Скорость нарастания выходного сигнала V_{max} должна быть больше максимальной скорости нарастания входного сигнала $V_{max\,c}$, иначе неизбежно появятся динамические искажения. Выбор V_{max} производится по максимальной амплитуде сигнала, которую надо получить на сопротивлении нагрузки $R_н$. Естественно, предыдущие каскады могут иметь V_{max} в K раз (K—коэффициент усиления каскада) меньше. При недостаточном времени нарастания $t_н$ происходит запаздывание сигнала по петле ООС, регулирующего коэффициент передачи входного каскада, что вызывает его перегрузку в течение времени запаздывания. Это приводит к кратковременному возрастанию нелинейных и линейных искажений, т. е. к появлению динамических искажений.

Чем больше скорость нарастания выходного напряжения, тем меньше время нарастания $t_н$, тем качественнее воспроизводится звуковая панорама. Характерное значение V_{max} для высококачественных усилителей мощности составляет 8...80 В/мкс. Именно такие усилители получают высокую оценку со стороны экспертов при определении качества звуковоспроизведения [6].

Чтобы повысить V_{max}, в усилителе применяют высокочастотные транзисторы, увеличивают напряжение питания каскадов, уменьшают нагрузки в цепи коллектора, емкость цепи обратной связи, входную и выходную емкости каскадов, а также глубину ООС.

Выброс фронта $\delta_ф$ есть разность между максимальным выходным напряжением U_{max} и его установившимся значением $U_у$ в процентах:

$$\delta_ф=\frac{U_{max}-U_у}{U_у}\cdot 100.$$

Наличие выброса в переходной характеристике приводит к «звонам» и к «металлическому» звуку. В высококачественных усилителях $\delta_ф$ не должен превышать 4...6 %.

Между АЧХ, ФЧХ и переходной характеристикой усилителя существует сложная зависимость, связанная с тем, что все три характеристики обусловлены одними и теми же реактивными элементами. Однако существующие графические методы, позволяющие по известным АЧХ и ФЧХ определить переходную характеристику, довольно громоздки и не наглядны. На практике проще получить переходную характеристику на экране осциллографа, при необходимости подкорректировать ее и оценить параметры.

Нелинейные искажения вызваны прохождением сигнала через элементы, имеющие нелинейные характеристики, например через транзисторы, вследствие чего искажается форма колебания и меняется его спектральный состав. Поскольку усилитель вносит нелинейные искажения, то на его выходе появляются новые компоненты (гармоники), отсутствующие на входе, что вызывает искажение тембра звука.

Искажения нелинейного типа бывают гармоническими, интермодуляционными и перекрестными.

Гармонические нелинейные искажения проявляются как присутствие в выходном сигнале высших гармоник, которых нет в исходном сигнале. Они видоизменяют тембр звучания и таким образом отражаются на верности воспроизведения. Низшие гармоники образуют созвучные аккорды с основной частотой, и, если в процентном отношении они невелики, то их влияние не ощущается. Напротив, даже малый процент гармоник четвертого и более высокого порядка крайне неприятны для восприятия. На слух они воспринимаются как неприятные призвуки, дребезжание, искажающие тембровую окраску музыкального произведения и голосов исполнителей, утомляющие слушателя.

Коэффициент гармоник $K_г$ измеряется в процентах и определяется по формуле

$$K_г=\frac{\sqrt{U_2^2+U_3^2+...+U_N^2}}{\sqrt{U_1^2+U_2^2+...+U_N^2}}100,$$

где U_N — амплитуда напряжения N-й гармоники; 1, 2, ..., N—номер гармоники.

При малом значении коэффициента гармоник ($K_г \leqslant 1$ %) его можно вычислять по формуле

$$K_г=\frac{\sqrt{\sum\limits_{i=2}^{\infty}U_i^2}}{U_1}\cdot 100,$$

Из всех гармоник наиболее интенсивны вторая и третья. Остальные имеют гораздо меньшую мощность и мало влияют на форму выходного сигнала.

Коэффициент гармоник многокаскадного усилителя обычно близок к сумме коэффи-

циентов гармоник отдельных каскадов. Поэтому если нелинейные искажения в предварительных каскадах соизмеримы с искажениями в оконечном, то коэффициент гармоник тракта звуковоспроизведения $К_{г\,общ}$ можно оценить по формуле

$$К_{г\,общ} = К_{г1} + К_{г2} + ... + К_{гn}.$$

Нелинейные искажения в ФУ усилителя усугубляются неправильным выбором режимов работы каскадов, неоптимальной глубиной обратной связи, паразитными связями между каскадами, их самовозбуждением, а также чрезмерным подъемом АЧХ каскадов в области верхних частот.

Интермодуляционные нелинейные искажения—это серьезное последствие нелинейности АЧХ усилителя. Они характеризуются комбинацией различных частот, существующих в оригинале звукового сигнала, и созданием новых комбинационных частот, которых в исходном сигнале нет.

Интермодуляционные искажения воспринимаются на слух при большом разносе воспроизводимых частот как хрипы, например искажения звучания скрипки—контрабасом, а при близких по высоте звуках — как появление разностного тона, например инструментального дуэта.

Для высококачественных усилителей часто вводят еще один показатель, характеризующий их нелинейность,—коэффициент интермодуляционных искажений $К_и$. Его измеряют в процентах и вычисляют по формулам

$$К_и = 100\sqrt{К_{и2}^2 + К_{и3}^2},$$

$$К_{и2} = \left(U_{(f_2-f_1)} + U_{(f_2+f_1)}\right) / U_{f_2},$$

$$К_{и3} = \left(U_{(f_2-2f_1)} + U_{(f_2+2f_1)}\right) / U_{f_2},$$

где $К_{и2}$, $К_{и3}$ — коэффициенты интермодуляционных искажений соответственно второго и третьего порядков, где U_{f_1} — амплитуда напряжения разностной (суммарной) частоты. Допустимое значение $К_и \leqslant 0{,}1...1\ \%$.

Исследования авторов показывают, что $К_и = (3..5)К_г$. Учитывая это и сложность измерения коэффициента интермодуляционных искажений, авторы не определяли $К_и$ в усилителях, схемы которых приведены в книге. Для исследования сверхлинейного усилителя ЗЧ часто бывает полезным использование более сложного, чем при обычных измерениях $К_г$, испытательного колебания, что позволяет значительно повысить разрешающую способность метода измерения (снижается минимальное измеряемое значение), так как при этом практически полностью исключается влияние собственных нелинейных искажений испытательного генератора (подробнее об этом см. § 1.3).

Нелинейные искажения значительно зависят от амплитуды подаваемого на вход сигнала. На рис. 1.13 показан характер зависимости коэффициента $К_г$ от мощности сигнала на выходе усилителя. Эта кривая является основной характеристикой для оценки нелинейных искажений. Она служит также для определения максимальной полезной мощности усилителя по заданному $К_г$.

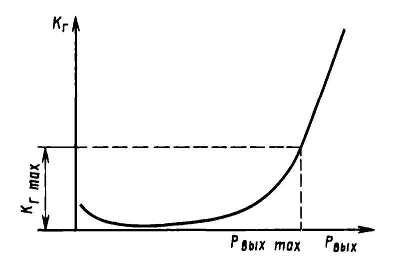


Рис. 1.13. Зависимость коэффициента гармоник от мощности сигнала на выходе усилителя ЗЧ

Высокая линейность усилительного каскада достигается: повышением напряжения питания; глубокой ООС, исключением шунтирования выхода входом следующего каскада (его целесообразно выполнить на полевом транзисторе с р-n структурой). Желательно, чтобы глубина ООС была постоянной во всем рабочем диапазоне частот (повышаются устойчивость и линейность каскада).

Перекрестные искажения связаны с нелинейностью входной характеристики транзисторов, работающих в усилителях в режиме В. Это наиболее ярко проявляется в усилителях мощности. При переходе через нуль входного сигнала возникают искажения переключения, имеющие вид ступеньки и называемые перекрестными искажениями или центральной отсечкой (рис. 1.14).

Если начальный ток выходного каскада усилителя установлен близким или равным нулю, из-за «ступеньки» появляются гармонические искажения высшего порядка, особенно ощутимые при малых уровнях входного сигнала, когда угол отсечки θ уменьшается, что вызывает рост амплитуды побочных гармоник выходного сигнала. Эффект возрастания гармонических искажений усугубляется еще тем, что при переходе через нуль оба плеча усилителя закрываются. При этом разрывается цепь ООС, уменьшающая искажения. Чтобы снизить перекрестные искажения, на выходные транзисторы подается некоторое начальное смещение U_0, обеспечивающее небольшой начальный ток I_0 покоя выходных транзисторов (см. рис. 1.15), т. е. их переводят в режим АВ. Коэффициент полезного действия выходного каскада при этом ухудшается незначительно (на 2...4 %), но переходные искажения резко снижаются.

Для оценки переходных искажений измеряют гармонические искажения при небольшой выходной мощности усилителя (например, при $P_{вых} = 50$ мВт).

Динамические нелинейные искажения, та-

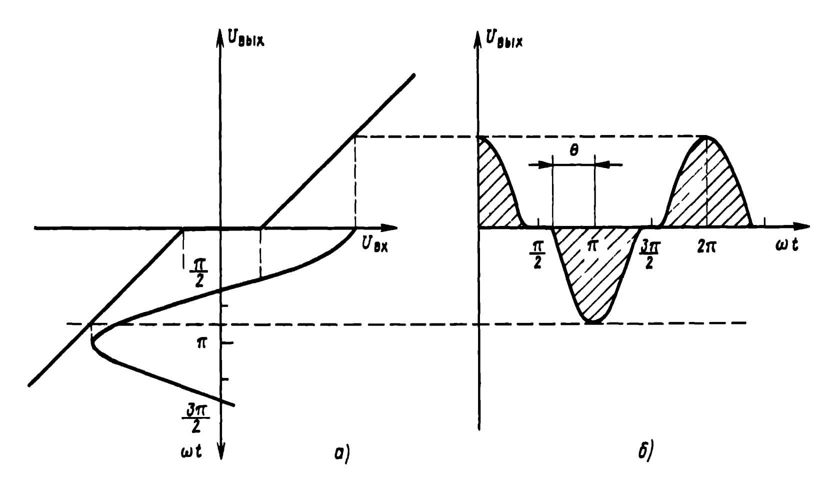


Рис. 1.14. Сквозная динамическая характеристика усилителя ЗЧ $[U_{вых}=f(U_{вх})]$:
а — нелинейность типа «центральная отсечка»; б — выходное напряжение усилителя при искажении типа «центральная отсечка»

кие как переходные гармонические, интермодуляционные и перекрестные, возникают, когда частота среза высоких частот предварительных каскадов усилителя лежит выше частоты среза усилителя мощности с разомкнутой петлей обратной связи.

Так как общая обратная связь определяет коэффициент усиления входного каскада и в течение времени нарастания $t_н$ выходного сигнала бездействует, то входные каскады усилителя находятся в состоянии насыщения, которое усугубляется запаздыванием сигнала по петле обратной связи. В результате этого условия перегрузки входных каскадов сохраняются дольше времени нарастания сигнала усилителя при разомкнутой петле обратной связи. При этом нелинейные динамические искажения максимально возрастают.

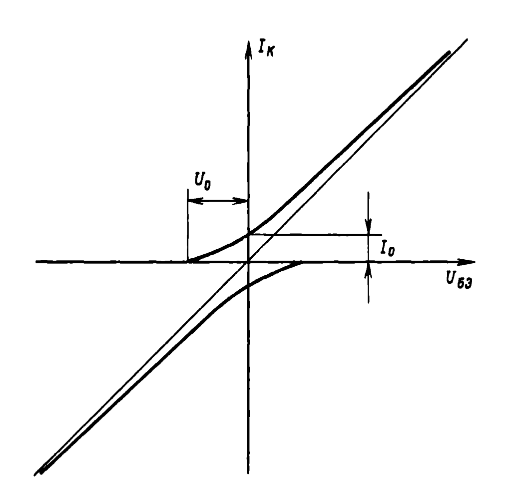


Рис. 1.15. Диаграмма работы оконечных транзисторов усилителя мощности звуковой частоты в режиме АВ

Чтобы уменьшить динамические искажения, необходимо:

добиться, чтобы скорость нарастания усиления усилителя $V_{н\,у}$ была выше максимальной скорости нарастания сигнала $V_{max\,c}$ (например, при максимальной выходной мощности усилителя $P_{max}=100$ Вт на нагрузке $R_н=8$ Ом, скорость $V_{н\,у}$ для неискаженного усиления сигнала с $f=20$ кГц должна быть выше 5 В/мкс);

уменьшить глубину ООС до минимума;

использовать в тракте усиления линейные каскады с большой перегрузочной способностью;

исключить из спектра входного сигнала составляющие, превышающие допустимое значение $f_{max\,доп}$, определяемое по формуле

$$f_{max\,доп} = V_{н.у} / 2\pi U_{max},$$

где U_{max} — максимальная амплитуда выходного сигнала на нагрузке сопротивлением $R_н$ $(U_{max}=1{,}4\sqrt{P_{max}R_н})$.

Шумовые искажения. При отсутствии сигнала на входе усилителя на его выходе действует некоторое (обычно небольшое) напряжение. Это напряжение обусловлено в основном внутренними помехами, среди которых различают фон, наводки, помехи от микрофонного эффекта, тепловые шумы резисторов и пассивных элементов с активными потерями, шумы усилительных элементов. Фон обычно появляется в результате недостаточной фильтрации пульсирующего напряжения источника питания, работающего от сети переменного тока. Гармонические составляющие фона кратны частоте питающей сети.

Наводки образуются из-за паразитных электрических, магнитных, гальванических

или электромагнитных связей цепей усилителя с источниками помех. Микрофонный эффект представляет собой результат преобразования механических колебаний элементов усилителя в электрические, проходящие на вход усилителя. Спектр этих колебаний занимает диапазон 0,1 ... 10 000 Гц. Он заметно проявляется у интегральных усилителей с большим коэффициентом усиления, выполненных на одной подложке. Чтобы устранить его, используют рациональную конструкцию элементов усилителя, более надежное их крепление, демпфирование, применяют амортизирующие устройства.

Тепловые шумы обусловлены тепловым беспорядочным (случайным) движением в объеме проводника (или полупроводника) свободных носителей зарядов (например, электронов). В результате на концах проводника, обладающего некоторым сопротивлением, действует случайная, флуктуационная ЭДС, называемая ЭДС шума. Поскольку она периодическая функция времени, то ее спектр является сплошным и практически равномерным в диапазоне частот от нуля до сотен мегагерц. Шум с подобным спектром называют белым.

Фон, наводки и помехи от микрофонного эффекта в усилителе можно в принципе уменьшить до любых заданных значений. Тепловые же шумы и шумы усилительных элементов принципиально неустранимы. Обычно удается лишь минимизировать долю шумов, создаваемых усилительными элементами. Практические способы подавления помех и снижения шумов в усилителях ЗЧ описаны в [1].

В общем случае для снижения шума ФУ нужно во входном каскаде применить транзистор структуры p-n-p, у которого объемное сопротивление базы меньше, чем у транзистора структуры n-p-n; во входных каскадах использовать полевые транзисторы с p-n переходом, у которых весьма малое значение тока затвора (кстати, это же обстоятельство позволяет подключать входной источник (микрофон, звукосниматель) к затвору полевого транзистора без разделительного конденсатора, так как ток утечки затвора на несколько порядков меньше тока утечки электролитических конденсаторов).

Шумовые свойства высококачественных усилителей оценивают отношением сигнал-шум. Под этой величиной понимают отношение выходного напряжения сигнала при номинальной выходной мощности усилителя к суммарному напряжению шумов на выходе. Обычно его выражают в децибелах. В усилителях высшего класса отношение сигнал-шум достигает 60...110 дБ.

Отношение максимального входного сигнала к минимальному при заданном уровне коэффициента гармоник есть динамический диапазон усилителя:

$$D_у = U_{вх\,max}/U_{вх\,min}.$$

Для высококачественного усилителя максимальное значение входного сигнала ограничивается нелинейностью АЧХ и принимается равным номинальному входному напряжению $U_{вх\,ном}$, обеспечивающему номинальную выходную мощность усилителя при заданном коэффициенте гармоник, т. е. $U_{вх\,max} = U_{вх.ном}$. Минимальное входное напряжение $U_{вх\,min}$ выбирают таким, чтобы собственные помехи и шумы усилителя не маскировали выходной сигнал. В предельном случае основными помехами в усилителе являются шумы, при этом

$$U_{вх\,min} = K_п U_{\Sigma\,ш.вх},$$
$$K_п = U_{вх\,min}/U_{\Sigma\,ш.вх},$$

где $K_п$ — коэффициент помехозащищенности ($K_п \geqslant 1$).

Отсюда динамический диапазон усилителя

$$D_у = U_{вх\,ном}/(K_п\,U_{\Sigma ш\,вх}).$$

Видно, что величина сигнал-шум, равная $U_{вх\,ном}/U_{\Sigma ш.вх}$, определяет достижимый динамический диапазон усилителя.

Динамический диапазон является важным техническим показателем усилителя и обычно задается ГОСТ. Для лучших высококачественных усилителей $D_у \geqslant 100$ дБ.

Источники звуковых сигналов имеют собственный динамический диапазон $D_с$, равный отношению максимальной E_{max} к минимальной E_{min} ЭДС источника сигнала:

$$D_с = E_{max}/E_{min}.$$

В децибелах он равен

$$D_{с\,[дБ]} = 20 \lg D_с.$$

Динамический диапазон звучания, например, симфонического оркестра может превышать 80 дБ, художественного чтения—30 дБ.

Для усиления сигнала с допустимыми нелинейными искажениями и помехозащищенностью необходимо, чтобы $D_у \geqslant D_с$. Чтобы увеличить динамический диапазон усилителя, необходимо уменьшать уровень собственных помех, использовать усилительные элементы с более линейной характеристикой (высоковольтные мощные выходные транзисторы), применять ручную или автоматическую регулировку усиления.

Значение динамического диапазона описанных в книге ФУ не приводится. При его вычислении, используя отношение сигнал-шум, следует коэффициент помехозащищенности принять равным единице.

1.3. Средства и методы измерения параметров усилителей ЗЧ

Измерение качественных показателей усилительной аппаратуры является важным этапом в создании функциональных модулей усилителей для высококачественного звуковоспроизведения.

Параметр	Генераторы сигналов		
	ГЗ-102	ГЗ-107	ГЗ-113
Диапазон частот, кГц	0,02...200	0,02...200	0,01...99,9
Погрешность установки частоты	$\leqslant \pm 1{,}5$ %	± 3 %	$\pm(0{,}005F+0{,}5)$ Гц
Выходное напряжение при $R_{вых}=600$ Ом	7,75 В (0...100 дБ)	10 В	10 мВ...9,99 В
Коэффициент гармоник на частотах, %	0,02(200... ...2000 Гц), 0,2(<200 Гц, >2 кГц)	0,05(0,1... ...100 кГц), 0,2(<100 Гц, >100 кГц)	0,03(0,5... ...20 кГц), 0,1(<500 Гц, >20 кГц)
Погрешность установки выходного напряжения	4 %	$\pm$(0,4...4) %	$\pm(0{,}0U_{вых}+$ $+1$ мВ)
Потребляемая мощность, В·А	25	40	80
Габаритные размеры, мм	382×211×266	495×135×355	488×135×485
Масса, кг	9	13	13

Типы параметров и методы их измерений зависят от цели испытаний. В нашем случае они проводятся, чтобы оценить качество разработки, выявить ее особенности и сравнить полученные результаты с потенциальными возможностями выбранных схемотехнических решений. Важно не только измерить параметры, но и проанализировать полученные значения. Чтобы результаты у разных разработчиков были сопоставимы, измерения следует проводить по методам, устанавливаемым стандартами или международными рекомендациями.

В этом разделе рассмотрен выбор технических средств, используемых при измерении качественных показателей усилителей ЗЧ, и вопросы их применения.

Измерительные приборы для исследования усилителей ЗЧ должны обеспечивать настройку, регулировку и контроль параметров как отдельных функциональных узлов, так и усилительного тракта в целом. В их число входят генераторы сигналов (генераторы низкочастотных сигналов), приборы для наблюдения, измерения и исследования сигналов и их спектра (осциллографы, измерители нелинейных искажений, анализаторы спектра), приборы для измерения разности фаз и группового времени запаздывания (фазометры и измерители группового времени запаздывания) и приборы для измерения параметров активных и пассивных цепей (вольтметры, амперметры, омметры и др.).

Далее приводятся основные технические данные отечественных измерительных приборов, наиболее подходящих для исследования и регулировки усилителей для высококачественного звуковоспроизведения.

Генераторы сигналов низкочастотные — предназначены для исследования и регулировки, контроля и настройки трактов звукового сопровождения телевизионного вещания, проверки качественных показателей усилителей ЗЧ.

Отечественная промышленность выпускает около двух десятков моделей генераторов [6], которые используются в качестве источников синусоидальных колебаний.

Для исследования усилителей ЗЧ могут использоваться резистивно-емкостные генераторы ГЗ-102, ГЗ-107, ГЗ-113, ГЗ-118, ГЗ-121, которые относятся к числу прецизионных, вырабатывающих сигнал с малыми искажениями. В приборах ГЗ-107 и ГЗ-113, кроме того, гарантируется высокая точность и стабильность выходного уровня сигналов. Эти характеристики позволяют использовать генераторы для настройки и проверки ультралинейных усилителей, фильтров, анализаторов и т. п.

В табл. 1.2 приведены параметры генераторов, наиболее подходящих для исследования усилителей ЗЧ. Наилучшим по сверхмалым гармоническим искажениям является генератор ГЗ-118. Это генератор RC-типа с дискретной установкой частоты в пределах каждого из пяти поддиапазонов. В пределах дискретности младшего разряда частоту можно плавно изменять. Структурно прибор

Таблица 1.2

ГЗ-118	ГЗ-121
0,01...200	0,01...1000
±(1+50/F) %	±(0,5+50/F) %
10 В 5 В (0...60 дБ)	10^{-3}...10 В
0,005(100... ...200 Гц, 10...20 кГц) 0,002(200 Гц... ...10 кГц)	0,02...1
±0,5 дБ	±(1,0+1/$U_{вых}$) %
50	60
312×133×322	488×93×475
8	9

выполнен так, что обеспечивает сигнал прецизионной формы во всем диапазоне частот. В генераторе имеется эффективная система стабилизации уровня выходного напряжения, которое регулируется в широких пределах дискретно и плавно.

В комплект генератора входит пассивный режекторный фильтр на ряд дискретных частот (0,02; 0,06; 0,12; 0,2; 1; 2; 10; 20; 100; 200 кГц), который обеспечивает при использовании серийных НЧ анализаторов спектра измерение сверхмалых коэффициентов гармоник.

Измерители нелинейных искажений (ИНИ) предназначены для измерения коэффициента гармоник в автоматическом режиме, напряжения переменного тока синусоидальной и искаженной формы. Отечественной промышленностью выпускаются модели (С6-7; С6-8; С6-9 и С6-11), обеспечивающие автоматическую калибровку по входному напряжению, широкий диапазон перестройки по частоте основной гармоники, возможность измерения коэффициента гармоник при изменяющихся амплитуде и частоте.

В модели С6-8 использован принцип цифровой настройки режекторных фильтров, позволяющий автоматизировать процесс измерений. В приборе предусмотрена калибровка в режиме измерения искажений по встроенному источнику, генерирующему напряжение с образцовым коэффициентом гармоник.

В табл. 1.3 приведены основные характеристики перечисленных ИНИ. Приборы определяют коэффициент гармоник в диапазоне частот 0,02...200 кГц. Внутренние вольтметры С6-7, С6-8, С6-11 измеряют напряжение частотой 0,02...1000 кГц, С6-9—0,02... 500 кГц.

Осциллографы универсальные — наиболее распространенная группа приборов. Они служат для исследования непрерывных и импульсных сигналов. В табл. 1.4 приведены параметры современных отечественных осциллографов, которые могут быть использованы при исследовании усилителей ЗЧ. Входное сопротивление у всех приборов 1 МОм.

Высокие требования к осциллографу, используемому в диапазоне ЗЧ, не предъявляются, поэтому применяемый тип прибора определяется или его доступностью, или, в случае возможности выбора, его сервисными свойствами.

К осциллографам с улучшенными сервисными свойствами относится малогабаритный сервисный осциллограф-мультиметр С1-112, предназначенный для исследования сигналов с амплитудой $10 \cdot 10^{-3}$...300 В и длительностью 0,1 мкс...0,5 с в режиме осциллографа, измерения напряжений постоянного тока до 1000 В и активных сопротивлений

Таблица 1.3

Параметр	Измерители нелинейных искажений			
	С6-7	С6-8	С6-9	С6-11
Диапазон частот, кГц	0,02...200	0,02...200	0,02...100	0,02...200
Пределы измерения $K_г$, 0	0,03...30	0,03...30	0,1...30	0,05...100
Максимальная погрешность измерения $K_г$	±0,1 $K_г$±0,1 %	±0,06$K_г$±0,06 %	0,1 $K_г$+0,05 %	0,05$K_г$+0,02 %
Пределы измерения напряжения, В	$1 \cdot 10^{-4}$...100	$1 \cdot 10^{-4}$...100	$3 \cdot 10^{-4}$...100	$5 \cdot 10^{-4}$...100
Габаритные размеры, мм	490×135×355	490×175×480	490×175×480	488×355×135
Масса, кг	15	20	20	13

Таблица 1.4

Осциллографы

Параметр	C1-55	C1-65A	C1-69	C1-72	C1-76	C1-112	C1-117	C1-118
Полоса пропускания, МГц	0...10	0...50	0...5	0...10	0...1	0...10	0...10	0...10
Время нарастания, нс	35	10	70	35	350	350	35	35
Коэффициент отклонения луча, мВ/дел.	10	5	5	20	0,5	5	0,1	5
Входная емкость, пФ	40	30	40	40	50	50	35	30
Коэффициент развертки луча, мкс/дел.	0,02	0,01	0,2	0,05	1	0,05	0,05	0,05
Рабочие размеры экрана, мм	42×60	64×80	40×100	36×60	60×100		60×80	60×80
Потребляемая мощность, В·А	70	125	135	35	45	25	60	28
Масса, кг	15	16	17	8,5	13	3,5	10	4

Таблица 1.5

Фазометры

Параметр	Ф2-16	Ф2-28	Ф2-34
Диапазон частот, кГц	0,02...2000	0,005...500	0,001...5000
Диапазон входных напряжений, В	0,002...200	0,01...10	0,002...200
Пределы измерения разности фаз, градус	0...±180 0...360	0...360	0...360
Погрешность измерения разности фаз, градус	0,3	±0,3	0,1
Входная емкость, пФ	15	30	15
Потребляемая мощность, В·А	50	40	35
Габаритные размеры, мм	475×490×175	340×200×315	312×316×93
Масса, кг	15	10	4,8

Универсальные вольтметры

Параметр	В7-26	В7-36	В7-32
Диапазон измерений постоянных напряжений, В	0,01...300	0,01...1000	$100 \cdot 10^{-6}$...1000
Диапазон измерений переменных напряжений, В	0,2...300	0,3...1000	$100 \cdot 10^{-6}$...300
Диапазон измерений постоянных токов, мА	—	$10 \cdot 10^{-3}$...$10 \cdot 10^{3}$	10^{-4}...$2 \cdot 10^{3}$
Диапазон измерений переменных токов, мА	—	10...$10 \cdot 10^{3}$	10^{-4}...$2 \cdot 10^{3}$
Диапазон измерений сопротивлений, Ом	10...$1 \cdot 10^{9}$	10...$1 \cdot 10^{8}$	0,1...$20 \cdot 10^{6}$
Входное сопротивление, МОм	30	11±1	10±0,5
Входная емкость, пФ	20	50	50
Погрешность измерения, %	±(2,5...4)	±(2,5...4)	±(0,1...1)
Потребляемая мощность, В·А	10	4,5	5
Габаритные размеры, мм	229×208×117	162×293×117	215×77×273
Масса, кг	4,5	2,2	2,8

Примечание: Вольтметры В7-26, В7-36 — стрелочные, В7-32, В7-38, В7-41 — цифровые.

Таблица 1.6

Анализаторы спектра

Параметр	СКЧ-56	СКЧ-72	СЧ-74
Диапазон частот, кГц	$0{,}01...300\cdot10^3$	$0{,}05\cdot10^{-3}...20$*	$0{,}3...30\cdot10^3$
Полоса обзора, кГц	0,05...50		$0{,}02...150\cdot10^3$
Полоса пропускания на уровне —3 дБ, Гц	3, 10, 30, 100, 300		$3...300\cdot10^3$
Погрешности измерений	5...8 % уровня $\pm10^{-4}$ частоты	0,5 %	0,5 дБ уровня 10^{-7} частоты
Уровень собственных шумов	500 мВ...30 нВ		10^{-15} Вт/кГц
Динамический диапазон, дБ:			
по искажениям	80	60	70
по гармоническим составляющим	90	60	80
Максимальный уровень входного сигнала, В	8	8	3
Потребляемая мощность, В·А	150	500	200
Габаритные размеры, мм	480×160×555	600×200×900	590×490×255
Масса, кг	22	21,5	40

* Имеется девять поддиапазонов.

до 2,5 МОм с цифровой индикацией результатов измерений на экране электронно-лучевой трубки в режиме мультиметра. Малые габаритные размеры и масса делают его наиболее подходящим прибором для радиолюбителей.

Фазометры предназначены для измерения разности фаз между двумя непрерывными синусоидальными сигналами одной частоты. Обычно принцип их действия основан на преобразовании измеряемой разности фаз во временной интервал с последующим определением цифровым прибором постоянной составляющей импульсов тока, длительность которых равна этому интервалу.

К фазометрам при исследовании усилителя ЗЧ не предъявляются высокие требования, поэтому эти приборы выбирают исходя из условия простоты и доступности. В табл. 1.5 приведены параметры рекомендуемых моделей фазометров для исследования усилителя ЗЧ. Входное сопротивление приборов 1 МОм.

Анализаторы спектра. Наиболее эффективным средством исследования и контроля сигналов усилителей ЗЧ является спектральный анализ, позволяющий выявить такие особенности выходных сигналов, которые невозможно обнаружить другими методами исследований. В технике усилителей ЗЧ используются анализаторы спектра последовательного действия, в которых происходит последовательное во времени выделение спектральных составляющих сигнала в рабочем диапазоне частот. Эти анализаторы отличаются высокой чувствительностью (до $10^{-10}...10^{-17}$ Вт), широким диапазоном частот (10 Гц...39,6 ГГц), большим динамическим диапазоном (до 60...90 дБ) и высокой точностью измерений. С помощью этих приборов помимо анализа спектра можно измерить частоту и уровни спектральных составляющих, АЧХ четырехполюсника в большом динамическом диапазоне.

Рекомендуемые модели отечественных анализаторов спектра приведены в табл. 1.6.

Приборы для измерения напряжения — наиболее многочисленная и распространенная группа приборов, обеспечивающих измерение напряжений постоянного, переменного и импульсного тока. По способу индикации вольтметры делятся на аналоговые и цифровые.

Аналоговые вольтметры, в которых в качестве отсчетного устройства используется

Таблица 1.7

В7-38	В7-41
$10\cdot10^{-6}...1000$	$100\cdot10^{-6}...1000$
$10\cdot10^{-6}...300$	$100\cdot10^{-6}...750$
$10\cdot10^{-6}...2\cdot10^3$	$100\cdot10^{-6}...10\cdot10^3$
$10\cdot10^{-6}...2\cdot10^3$	$100\cdot10^{-6}...1010$
$10...20\cdot10^6$	$100...20\cdot10^6$
10±0,5	10±0,1
100	100
±(0,02...1)	±(0,2...1)
10	$8\cdot10^{-2}$
242×84×265	178×90×50
2	0,5

стрелочный прибор, применяются при измерениях, не требующих высокой точности. В соответствии с ГОСТ 22261—78 погрешность измерения вольтметров со стрелочным отсчетом приведена к значению предела измерения, на котором производится отсчет измеряемого уровня.

Наибольшим диапазоном частот (до 1 ГГц) обладают вольтметры амплитудных значений из-за детектирования сигналов непосредственно на входе прибора. Однако их показания достоверны только для синусоидальных сигналов с $K_г$ не более 10...20 % (это, например, относится к В3-36, В3-43). Наиболее высокой чувствительностью и большим быстродействием, а также меньшей погрешностью измерений обладают вольтметры средневыпрямленных значений. Однако неидеальность выпрямительных свойств диодов обусловливает нелинейность и низкую стабильность их характеристик (например, В3-39, В3-41). Наиболее высокую точность при измерениях параметров сигнала с большим количеством гармонических составляющих обеспечивают вольтметры среднеквадратических значений. Они (например, В3-57, В3-59) менее широкополосны (до 100 МГц) и имеют значительное время измерения (1...3 с).

Преимущества цифровых вольтметров перед аналоговыми — высокая точность (погрешность до 0,01 %), быстродействие (0,001 с), широкий динамический диапазон (10^{-6}... ...10^{3} В), дистанционное и пограммное управление.

В радиолюбительской практике для измерения параметров усилителей ЗЧ наиболее подходящими являются универсальные вольтметры (подгруппа В7), обладающие хорошими сервисными характеристиками, достаточной точностью и чувствительностью, малыми габаритными размерами и стоимостью.

В табл. 1.7 приведены характеристики современных универсальных вольтметров, выпускаемых отечественной промышленностью, наиболее подходящих для испытаний усилителей ЗЧ.

Из приведенных в табл. 1.7 универсальных вольтметров предпочтение можно отдать сервисным многофункциональным приборам В7-36 и В7-41. Вольтметр В7-36 предназначен для измерения напряжения постоянного тока, силы постоянного и переменного тока, среднеквадратического значения напряжения переменного тока синусоидальной формы, а также сопротивления. Он имеет универсальное питание (от автономного источника и от сети) и автоматическую индикацию полярности измеряемого постоянного напряжения. С помощью миниатюрного прибора В7-41 с цифровой индикацией можно измерить напряжения постоянного и переменного тока, силу постоянного и переменного тока, а также сопротивление. В нем автоматически определяется полярность напряжения, индицируется разряд батареи питания. Имеется звуковая индикация перегрузки.

Испытание ФУ. Испытание ФУ или всего усилительного тракта проводят при номинальном или нормальном значении выходного напряжения или мощности.

Номинальное значение параметра приводится в технических характеристиках ФУ и усилителя в целом, а нормальный выходной параметр составляет 0,1 от номинального значения. При испытаниях усилителей мощности ЗЧ на выходе устанавливается стандартная выходная мощность, обычно 500, 50, 5 и 1 мВт. В нашем случае усилители испытывались при выходной мощности 50 мВт.

Чтобы можно было сравнивать результаты, число низких частот, выбираемых для измерения параметров ФУ, желательно свести к минимуму, как это указано в рекомендации ИСО, относящейся к вопросам акустики. Авторы предлагают испытания вести на частотах 10, 20, 40, 60, 125, 250, 500, 1000, 2 000, 4 000, 8 000, 16 000, 20 000 Гц. Эти частоты близки или совпадают с перечнем предпочтительных частот, рекомендованных МЭК (МЭК—международная электротехническая комиссия). Если измерения проводятся на одной низкой частоте, то это должна быть частота 1 000 Гц.

Сигнал на вход усилителя ЗЧ подают через эквивалент реального источника либо с генератора с выходным сопротивлением, равным номинальному сопротивлению реального источника сигнала. В любом случае под значением входного сигнала понимается ЭДС источника.

При измерении параметров всего усилителя сигнал подают на его различные входы с соответствующих эквивалентов внутреннего сопротивления реальных источников, представляющих собой резистор или конденсатор, включенный последовательно с генератором, выходное сопротивление которого гораздо меньше сопротивления согласующей цепи (рис. 1.16).

Измерения на выходе усилителя мощности ЗЧ производятся на эквиваленте громкоговорителя (акустической системы)—активном сопротивлении, равном номинальному значению, указанному в паспорте (наиболее часто 8 или 4 Ом).

Параметры согласующих звеньев должны быть взяты с точностью не хуже ±5 %. Параметры согласующих звеньев для отдельных ФУ будут приведены в соответствующих разделах.

При измерении параметров ФУ и всего усилителя напряжение питания вторичных источников (ВИП) не должно отличаться более чем на ±2 % от номинального, на которое рассчитан ВИП.

Когда измеряют параметры, связанные с уровнем помех (отношение сигнал-шум, сигнал-фон и т. п.), ВИП или встроенные источники питания усилителя следует подключать к сети через эквивалент сети, рекомендованной ГОСТ 11001—80. Эквивалент сети позволяет унифицировать сопротивление нагрузки со стороны сети, создает необходимое затухание для помех, проникающих из сети и обратно.

Техника применения измерительных при-

боров. Работа с любым измерительным прибором включает четыре основных этапа: подготовка его к работе, соединение, а затем согласование с объектом и установка заданных параметров сигналов (затухание, частота и т. п.).

Подготовка прибора к работе. Перед включением прибора в сеть надо проверить работу всех его органов управления и откорректировать механически положение стрелок встроенных измерительных приборов, проверить элементы присоединения, наличие штатных кабелей и вспомогательных принадлежностей. Перед включением в сеть следует убедиться, что на прибор не воздействуют сильные магнитные и электрические поля, что он удобно расположен на рабочем месте.

Затем все органы управления приводят в исходное положение. В генераторе ЗЧ устанавливают минимальный уровень выходного сигнала, а неиспользуемые выходы генератора закрывают заглушками или отключают. Клемму заземления кожуха каждого прибора соединяют с внешним контуром заземления. После этого на приборы можно подавать напряжение питания и прогревать в течение времени, указанного в инструкции по эксплуатации.

Соединение прибора с исследуемым объектом. К объекту приборы подключают кабелями со стандартными соединителями. Кабели целесообразно предварительно проверить, чтобы выявить скрытые обрывы. Соединять приборы (особенно генераторы ЗЧ) с объектом можно только тогда, когда во входных цепях объекта нет источников постоянного напряжения с малым внутренним сопротивлением.

Особое внимание надо уделить заземлению приборов и объекта испытаний — ФУ или усилителя в целом (см. рис. 1.17).

Между зажимами заземления приборов, подключенных к общей шине «земля», всегда есть некоторое сопротивление. Если между ними, кроме того, имеется разность потенциалов, обусловленная, например, утечкой

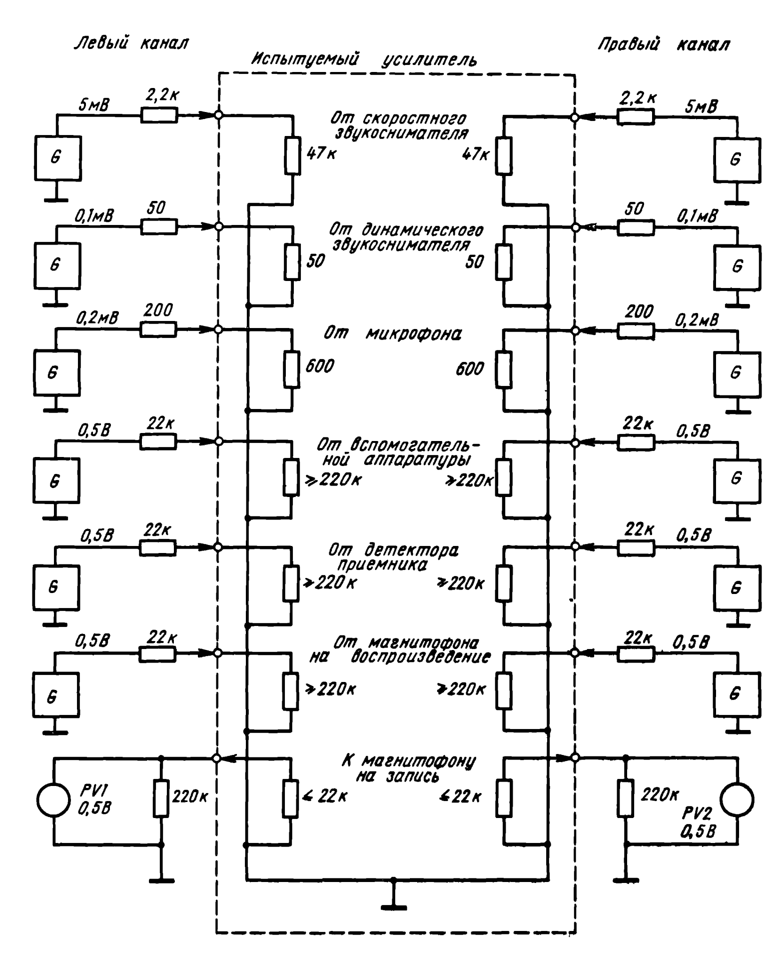


Рис. 1.16. Согласующие звенья, эквиваленты нагрузок и сопротивления входов и выходов источников сигналов усилителей ЗЧ

Рис. 1.17. Схема включения ФУ или полного усилителя для высококачественного звуковоспроизведения при испытаниях

тока через изоляцию источника питания, то между зажимами потечет ток, который может суммироваться с сигналом, сильно искажая результаты измерения. Вариант заземления в одной точке, расположенной непосредственно у прибора, обладает наибольшей чувствительностью к помехам. Поэтому, чтобы снизить влияние помех, сопротивление между зажимом заземления и шиной «земля» должно быть минимальным.

Помехи могут возникать из-за наводок на соединительные провода приборов и испытуемого усилителя, а также из-за наличия в точках заземления некоторых потенциалов, приводящих к появлению синфазных или продольных помех.

При испытаниях высокочувствительных ФУ (например, малошумящего усилителя для электромагнитной головки или микрофонного усилителя) сигналы на их вход надо подавать по экранированному кабелю с витой парой проводов. При этом экраны необходимо заземлять в одной точке, обеспечивающей наилучшее подавление наводок. Эта точка находится вблизи генератора ЗЧ (рис. 1.18). Экранированный кабель с витой парой проводов ослабляет наводки на 40 дБ.

Следует отметить, что отрезок кабеля длиной 1 м наводит в неэкранированном кабеле такой же длины, расположенном параллельно на расстоянии 1 м, ЭДС около 1 мВ на 1 кВт передаваемой мощности переменного тока промышленной частоты. Поэтому кабели питания всех измерительных приборов должны быть аккуратно уложены и отнесены как можно дальше от сигнальных кабелей.

Согласование с объектом. Чтобы согласовать выход генератора с входом усилителя или ФУ, необходимо добиться, как известно, равенства выходного и входного сопротивлений. Обычно выходное сопротивление измерительных генераторов ЗЧ равно 600 Ом, поэтому необходимо применять внешние согла-

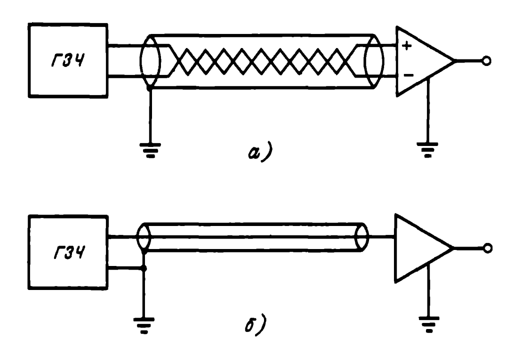
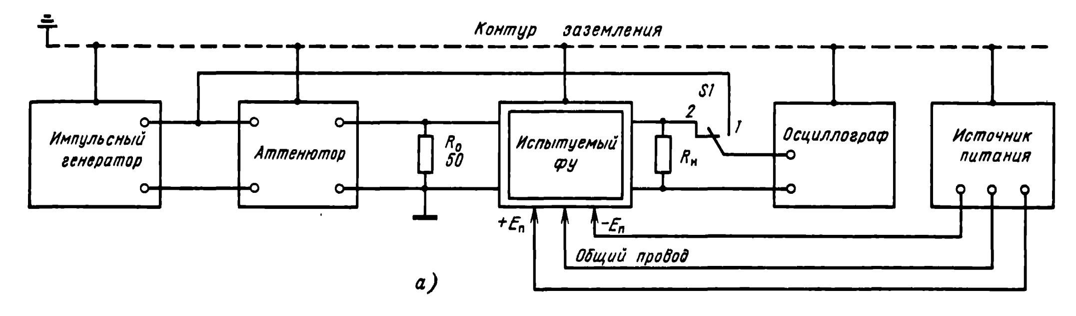


Рис. 1.18. Включение экранированного кабеля при испытании особо чувствительных малошумящих ФУ:

а—дифференциального входного усилителя; б—усилителя с обычным входом



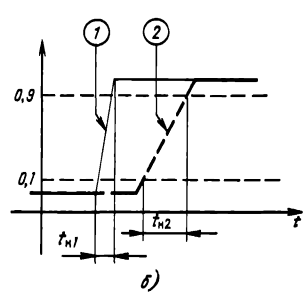


Рис. 1.19. Оценка полосы пропускания ФУ:
а—схема включения приборов; б—осциллограммы входного (1) и выходного (2) сигналов (сигналы на экране осциллографа показаны в положении 1 и 2 переключателя S_1)

сующие устройства (см., например, рис. 1.16). В том случае, когда генератор нагружен на большое входное сопротивление ФУ, рекомендуется включать внутреннюю нагрузку прибора, так как при этом обеспечивается нормальный режим работы выходных устройств генератора.

Вольтметры и осциллографы, подключаемые к ФУ и усилителю, должны иметь входное активное сопротивление, не менее чем в 50...100 раз превышающее сопротивление участка цепи, к которому он коммутируется. Для измерения высокочастотных напряжений следует применять вольтметры и осциллографы с малой входной емкостью, так как она оказывается включенной параллельно измеряемому участку цепи, и поэтому может заметно влиять на результаты.

Установка заданных параметров сигнала. Установку начинают с настройки генератора ЗЧ на нужную частоту. Затем обеспечивают необходимый уровень выходного сигнала. При этом все органы управления генератора должны находиться в положениях, указанных в инструкции по эксплуатации.

В процессе работы рекомендуется осциллографом периодически контролировать качество и уровень сигнала.

Измерение коэффициента усиления. Коэффициент усиления усилителя, как правило, невозможно определить непосредственным измерением входного и выходного сигналов. Уровень сигнала, например, на входах для микрофона и звукоснимателя, при котором отсутствуют нелинейные искажения, настолько мал, что точное измерение его представляет собой сложную задачу (напомним, что номинальные входные напряжения для этих входов составляют 0,08... 5 мВ). Кроме того, точность работы измерительных приборов (осциллографов, вольтметров, измерителей нелинейных искажений и фазометров) резко ухудшается при малых уровнях входных сигналов. Обе эти трудности устраняются, если использовать входной аттенюатор, который сводит задачу точного измерения уровня сигнала к задаче точного деления напряжения. (В качестве аттенюатора можно применить отечественный образцовый ступенчатый аттенюатор АСО-3М, диапазон его рабочих частот 0...5 МГц, входное напряжение 1,5 В. Входное и выходное сопротивления равны 37,5 Ом. Аттенюатор ослабляет сигнал в интервале 0...90 дБ с шагом 10 дБ.)

Обычно входное сопротивление усилителя или ФУ намного больше 50 Ом—типичного выходного сопротивления аттенюатора. Поэтому шунтирование входного сопротивления усилителя резистором 50 Ом не вносит ошибки и обеспечивает согласование с выходным сопротивлением аттенюатора. При этом происходит дополнительное ослабление сигнала на 6 дБ. Перед измерениями аттенюатор регулируют таким образом, чтобы в первом и втором положениях переключателя S1 (см. рис. 1.17) показания вольтметра были одинаковы.

Пользуясь этим методом, можно построить также выходные характеристики $U_{вых} = f(U_{вх})$ при изменении амплитуды сигнала от уровня шумов усилителя до уровня насыщения.

Применяя данный метод, можно также измерить ФЧХ и время нарастания выходного напряжения усилителя, что позволяет косвенно оценить его полосу пропускания и форму АЧХ (рис. 1.19). Достаточная точность этих измерений обеспечивается при использовании широкополосного осциллографа. Входной аттенюатор устраняет перегрузку усилителя по входу, что делает возможным точный отсчет времени нарастания $t_н$ (в секундах). Полоса пропускания (в герцах)

$$\Delta f = 0{,}35/\sqrt{t_{н2}^2 - t_{н1}^2}\,.$$

Теперь рассмотрим технику измерения основных параметров и характеристик усилителей ЗЧ.

Следующим этапом после сборки ФУ или усилителя является проверка его на функционирование, заключающаяся в контроле режимов работы активных элементов путем измерения напряжений, токов и сопротивлений в отдельных точках устройства. Поэтому вначале вкратце остановимся на технике их измерений.

Измерение напряжения. В зависимости от рода измеряемого напряжения (постоянное, переменное или импульсное) определяется вид требуемого вольтметра. Конкретный же тип выбирают на основе сведений о примерном значении измеряемого напряжения, его частоты (длительности и скважности импульсов), сопротивления участка цепи, к которому будет подключен вольтметр, и погрешности прибора.

Входное активное сопротивление вольтметра должно быть в 50...100 раз больше сопротивления участка цепи, к которому его подключают, так как оно определяет мощность, потребляемую прибором от исследуемого объекта, действуя как активный шунт.

Высокочастотные напряжения, как уже отмечалось. следует измерять вольтметрами с малой входной емкостью.

При измерении напряжений сложной формы необходимо знать зависимость показаний прибора от формы кривой и ясно представлять себе, на какое значение напряжения реагирует вольтметр — пиковое, действующее или средневыпрямленное, независимо от того, в каких значениях проградуирована шкала.

Нелинейные искажения гармонического напряжения приводят к заметным погрешностям измерений, поэтому в технических характеристиках вольтметров приводится допустимая степень искажения исследуемого синусоидального напряжения.

При определении истинного значения напряжения по показаниям вольтметра необходимо учитывать его зависимость от формы исследуемой кривой и схемы, по которой выполнена входная часть вольтметра. Кроме того, нужно уметь сравнивать результаты, полученные различными вольтметрами.

Измерение токов. В зависимости от рода измеряемого тока (постоянный или переменный) выбирается вид амперметра.

Измерение постоянного тока обычно выполняют с помощью приборов магнитоэлектрических, электромагнитных и электродинамических систем. Наибольшее распространение получили приборы магнитоэлектрической системы. Они обладают высокой чувствительностью и точностью, малой потребляемой мощностью и хорошей защищенностью от воздействия магнитных полей.

Непосредственно использовать магнитоэлектрические приборы можно для измерения токов до 300 мА. При бóльших токах применяют шунты. Это несколько ухудшает точность измерений.

Для измерения переменных токов частотой 50...1000 Гц используют, как правило, электромагнитные и электродинамические амперметры. Погрешность измерения от частоты зависит в меньшей степени у электромагнитных приборов. Токи высокой частоты измеряют с помощью термоэлектрических приборов. Они обладают небольшим внутренним сопротивлением в широком диапазоне частоты. Основными элементами прибора являются термопреобразователь и магнитоэлектрический механизм. Шкала прибора градуируется в действующих значениях тока, причем градуировку производят на постоянном токе.

Термоамперметром можно измерять как постоянные, так и переменные токи. Их показания не зависят от формы кривой тока.

Измерение качественных показателей усилителей ЗЧ. При испытаниях модулей ФУ или всего усилителя обычно измеряют коэффициент усиления, полосу пропускания, коэффициенты нелинейных и интермодуляционных искажений, уровни фона и шума. В усилителе мощности ЗЧ и во всем усилителе, кроме того, измеряют нелинейность ФЧХ, максимальную выходную мощность, снимают выходные характеристики $U_{вых}=f(U_{вх})$, контролируют переходные характеристики и измеряют специфические искажения в стереорежиме. Схемы испытаний, приведенные на рис. 1.17 и 1.19, позволяют измерять перечисленные показатели качества.

Линейные искажения ФУ и полного усилителя оценивают по АЧХ. Основной для полных усилителей является характеристика, снятая при нормальном положении регуляторов тембра, при котором проверяется неравномерность АЧХ. От этой характеристики отсчитывают подъемы и спады при регулировке тембра.

При снятии АЧХ на вход ФУ подают напряжение, равное $0{,}3U_{ном}$. В полном усилителе регулятором громкости устанавливают выходную мощность, равную стандартной ($U_{ст}=50$ мВт). Цепь тонкомпенсации должна быть отключена. Во время измерений в одном стереоканале второй канал должен быть нагружен на эквивалент.

После установки органов управления снимают АЧХ, которую необходимо скорректировать на суммарную частотную неравномерность средств измерения и перенести на график (см. рис. 1.9).

Проверку действия регуляторов тембра и тонкомпенсации, а также идентичность АЧХ стереоканалов целесообразно производить по отдельно снятым частотным характеристикам. Эти параметры можно также определять, измеряя выходные напряжения на отдельных частотах.

Действие цепи тонкомпенсации вычисляют при заданных верхней $f_в$ и нижней $f_н$

частотах по формулам

$$Q_{т\,в}=\frac{\left[U_{выхf_в}/U_{вых(1кГц)}\right]_{P_{вых}=P_{ном}}}{\left[U_{выхf_в}/U_{вых(1кГц)}\right]_{P_{вых}=50мВт}},$$

$$Q_{т\,н}=\frac{\left[U_{выхf_н}/U_{вых(1кГц)}\right]_{P_{вых}=P_{ном}}}{\left[U_{выхf_н}/U_{вых(1кГц)}\right]_{P_{вых}=50мВт}}.$$

Эти параметры выражают в децибелах, т. е.

$Q_{т\,в}$ [дБ] $=20\lg Q_{т\,в}$,
$Q_{т\,н}$ [дБ] $=20\lg Q_{т\,н}$.

Действие регуляторов тембра также проверяют при заданных верхней и нижней частотах

$$P_{р\,т\,maxf_в}=\frac{\left[U_{выхf_в}\right]_{max}}{\left[U_{выхf_в}\right]_{норм}},$$

$$P_{р\,т\,minf_в}=\frac{\left[U_{выхf_в}\right]_{min}}{\left[U_{выхf_в}\right]_{норм}},$$

$$P_{р\,т\,maxf_н}=\frac{\left[U_{выхf_н}\right]_{max}}{\left[U_{выхf_н}\right]_{норм}},$$

$$P_{р\,т\,minf_н}=\frac{\left[U_{выхf_н}\right]_{min}}{\left[U_{выхf_н}\right]_{норм}},$$

где $[U_{вых\,f_i}]_{max}$, $[U_{вых\,f_i}]_{min}$ и $[U_{вых\,f_i}]_{норм}$ — напряжения на выходе усилителя на частоте f_i, когда регулятор тембра находится соответственно в положении максимальных подъема, спада и в среднем положении.

При каждом изменении положения регуляторов тембра необходимо контролировать изменение напряжения на частоте 1000 Гц.

Рассогласование усилителей стереоканалов в зависимости от выходной мощности определяют на частоте 1000 Гц. Вначале при $U_{вх}=U_{вх\,ном}$ устанавливают номинальное значение мощности в обоих каналах, а затем регуляторами громкости ее уменьшают и при нескольких значениях (—10, —20, —30, —40 дБ) определяют соотношение между выходными напряжениями в обоих каналах. Рассогласование усилителей стереоканалов в зависимости от частоты измеряют на частотах 250, 6300 и 10 000 Гц, определяя максимальное расхождение выходных напряжений обоих усилителей. Разность фаз между стереоканалами определяют фазометром, подключая к нему выходы обоих усилителей.

При определении нелинейных искажений ФУ и всего усилителя к входу исследуемого устройства подключают звуковой генератор, а к выходу — ИНИ или анализатор спектра. В случае применения прецизионного генератора Г3-118 и ИНИ С6-8 нижний предел измерения составляет 0,03 %. Чтобы определить нелинейные искажения в высококачественном усилителе ЗЧ, у которого $K_г\approx0{,}001...\ 0{,}005$ %, а динамический диапазон выходного напряжения (соотношение полезного сигнала и нелинейных искажений, шумов, фона и т. п.) не менее 90 дБ, используют косвенные методы измерений.

К косвенным методам измерения можно отнести компенсационный [7] и комбинационный методы. Схема подключения приборов при измерении нелинейных искажений методом компенсации приведена на рис. 1.20.

Составляющие сигнала и его искажения в генераторе ЗЧ компенсируются в сумматоре, поэтому на анализатор спектра поступают только составляющие искажений, возникающих в испытуемом ФУ. Поскольку на выходе сумматора нет самого испытательного сигнала, то требования к динамическому диапазону анализатора спектра здесь минимальны. Требования к $K_г$ генератора (до

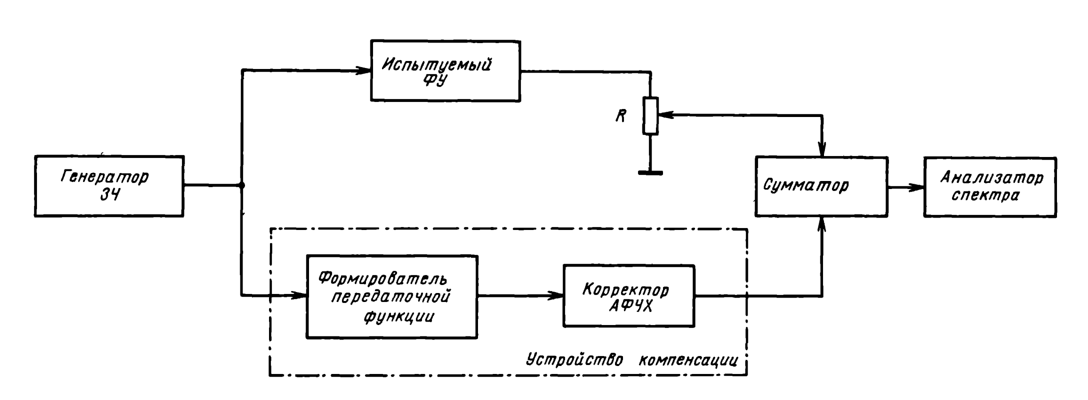
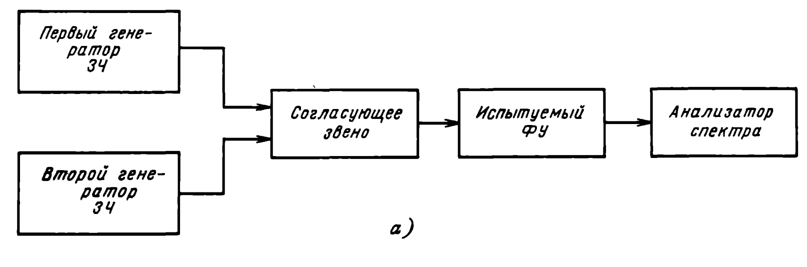


Рис. 1.20. Схема включения приборов при измерении нелинейных искажений методом компенсации



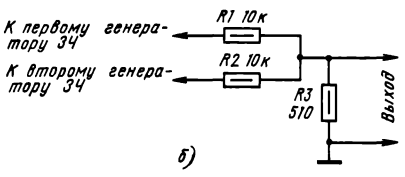


Рис. 1.21. Схема включения приборов при измерениях нелинейных искажений комбинационным методом (а) и схема согласующего звена (б)

определенного предела) тоже минимальны. Он не должен превышать 1 %, так как при дальнейшем его возрастании в испытуемом ФУ возникнут продукты взаимодействия составляющих искажения генератора, усилителя и самого сигнала.

Сложность реализации метода компенсации заключается в том, что необходимо изготовить неискажающее устройство компенсации, а это непросто.

Метод измерения комбинационных искажений позволяет измерять коэффициент гармоник высококачественных усилителей ЗЧ с использованием обычных генераторов ЗЧ. Схема включения приборов в этом случае показана на рис. 1.21, а. Принципиальная схема согласующего звена для включения двух генераторов ЗЧ (как рекомендует ГОСТ 28849—79) к одной нагрузке приведена на рис. 1.21, б. Для измерений вполне пригоден анализатор спектра с динамическим диапазоном 70...80 дБ (например, СКЧ-56). Точность этого метода тем выше, чем ближе к друг другу частоты генераторов, но их близость ограничивается разрешающей способностью анализатора спектра.

Проводя измерения малых $К_г$ или отношения сигнал-шум, необходимо тщательно заземлить все приборы (см. рис. 1.17) и следить за тем, чтобы те из них, что имеют мощные выпрямители и стабилизаторы, располагались как можно дальше от испытуемого ФУ.

При исследовании всего усилителя регуляторы тембра устанавливают в среднее положение, на вход усилителя подают номинальное напряжение и регулятором громкости поддерживают выходную мощность, равную номинальной. Коэффициент $К_г$ измеряют на различных частотах. Кроме того, его определяют при стандартной выходной мощности, равной 50 мВт. Коэффициент гармоник вычисляют по результатам измерений уровня гармонических составляющих (ГОСТ 23850—79). Когда измеряют коэффициент интермодуляционных искажений $К_и$, на вход усилителя подают два напряжения: низкой (f_1) и высокой (f_2) частоты с соотношением уровней 4:1 и суммарным напряжением, равным номинальному. Частоты можно выбирать произвольно, но рекомендуется, чтобы f_1 была на $^1/_3$ октавы выше нижней границы полосы пропускания, а f_2 находилась в интервале от $6f_1$ до верхней границы. По стандарту DIN 45500 частота $f_1=250$ Гц, $f_2=8000$ Гц.

В качестве источника частоты f_1 (если нет другого) можно использовать сеть, подавая напряжение через соответствующий трансформатор и фильтр.

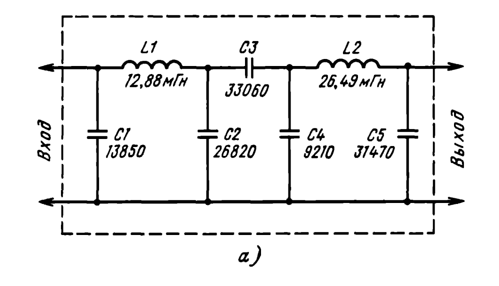
Отметим, что нахождение $К_и$ в верхней части диапазона особенно информативно, так как $К_г$ на этом участке измерить сложно.

Одновременно с $К_г$ всего усилителя измеряют максимальную выходную мощность и напряжение перегрузки предварительных каскадов. При измерении максимальной мощности с генератора ЗЧ на вход усилителя подают сигнал частотой 1000 Гц. Регулятор громкости устанавливают в положение максимума и, изменяя уровень входного сигнала, добиваются, чтобы $К_г$ имел заданное (обычно 10 или 5 %) значение. Измерив среднеквадратичное (действующее) значение напряжения $U_{max\ действ}$ на нагрузке $R_н$, определяют максимальную мощность

$$P_{max}=U^2_{max\ действ}R_н$$

Отметим, что при максимальной мощности усилитель долго эксплуатировать нельзя, так как это приводит к перегреву его силовой части.

Напряжение перегрузки предварительных каскадов измеряют при номинальной выходной мощности усилителя (ее поддерживают регулятором громкости), а входной сигнал при этом увеличивают до того момента, пока $К_г$ не достигнет заданного (10 или 5 %) значения. Напряжение перегрузки определяют отдельно для каждого входа усилителя.



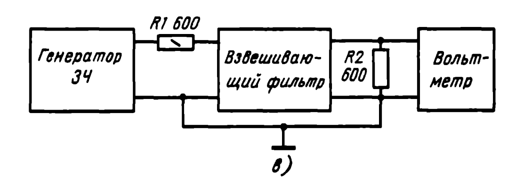


Рис. 1.22. Взвешивающий фильтр:
а—принципиальная схема; б—характеристика; в—включение приборов при измерении затухания фильтра

Отношения сигнал-шум и сигнал-фон находят с использованием измерительной установки, схема которой приведена на рис. 1.17. Измерения проводят на эквиваленте нагрузки. Под сигналом в данном случае подразумевают номинальное выходное напряжение. При измерении уровня шума и фона вход ФУ или все входы усилителя соединяют через эквивалент с общим проводом.

Когда находят соотношение сигнал-взвешенный шум, шумы измеряют с применением специального взвешивающего фильтра. Его схема показана на рис. 1.22, а, а характеристика — на рис. 1.22, б.

Фон можно определить с помощью или селективного вольтметра, или анализатора спектра. Для усилителя соотношение сигнал-фон находят при двух положениях регуляторов тембра.

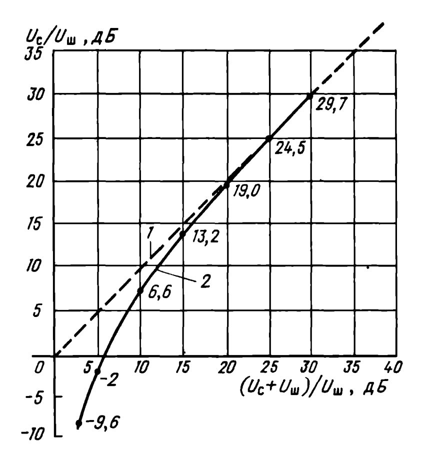


Рис. 1.23. Зависимость между практически замеренным (кривая 1) и истинным (кривая 2) значениями соотношения сигнал-шум

Получение отношения сигнал-шум на практике. При оценке отношения сигнал-шум практически оказывается возможным измерить только отношения суммы (сигнала и шума) к шуму. Это происходит потому, что при измерении уровня шума сигнал может быть легко устранен, в то время как при измерении уровня сигнала устранить шум невозможно. Однако путем приводимых здесь математических преобразований по измеренному значению $(U_c+U_ш)/U_ш$ можно определить отношение сигнал-шум.

Так, например, если измеренное значение $(U_c+U_ш)/U_ш=10$ дБ, то отношение $U_c/U_ш$ получим следующим образом:

$$[(U_c+U_ш)/U_ш]_{дБ}=20\lg(U_c+U_ш)/U_ш;$$

$$10=20\lg(U_c/U_ш+1);$$

$$U_c/U_ш+1=10^{0,5}=3,16;$$

$$U_c/U_ш=2,16,$$

$$[U_c/U_ш]_{дБ}=20\lg 2,16=6,6 \text{ дБ}.$$

В общем случае $[U_c/U_ш]_{дБ}=20\lg(10^{x/20}-1)$, где $x=[(U_c+U_ш)/U_ш]_{дБ}$.

График, построенный по этому соотношению, приведен на рис. 1.23.

Как видно из рисунка, при $(U_c+U_ш)/U_ш\geqslant 30$ дБ измеренное значение $(U_c+U_ш)/U_ш$ практически совпадает с соотношением сигнал-шум и коррекцию в измерения можно не вносить.

Глава 2

МАЛОШУМЯЩИЕ УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ЗВУКОСНИМАТЕЛЕЙ С ПОДВИЖНОЙ КАТУШКОЙ

2.1. Общие сведения

В настоящее время все большее предпочтение отдается динамическим звукоснимателям с подвижной катушкой. В литературе эти головки обозначаются MC (Moving Coil — движущаяся катушка).

Их популярность объясняется тем, что они дают возможность получить лучшее разделение между стереоканалами, что, в свою очередь, приводит к большей объемности звучания. Несомненным достоинством этих звукоснимателей является низкий уровень искажений по сравнению с обычными электромагнитными головками, так как колебания иглы здесь приводят к перемещению катушек в магнитном поле, что не искажает магнитное поле в зазоре и позволяет получать весьма высокое качество звучания.

Одновременно следует отметить, что качество работы звукоснимателя, вне всякого сомнения, значительно в большей степени влияет на качество звучания, чем качество работы, например, усилителя мощности.

Однако эти головки, в отличие от остальных, характеризуются очень малой чувствительностью (от 50 до 200 мкВ·см/с), так как по конструктивным соображениям число витков в катушке небольшое. В некоторых моделях МС-головок катушка содержит один виток (ленточная система). Это обеспечивает хорошую гибкость подвижной системы, но, с другой стороны, снижает выходной сигнал до единиц микровольт. Поэтому для согласования МС-головок со входом магнитного звукоснимателя (обычно чувствительность этого входа около 2,5 мВ) требуется согласующий трансформатор или малошумящий усилитель. Использование трансформатора вызывает большие проблемы с наводимым фоном. Кроме того, эксперты утверждают, что в этом случае исчезают некоторые музыкальные детали.

Для работы с подобной головкой усилитель должен иметь малое эквивалентное сопротивление шума (примерно 30...50 Ом). Типовые маломощные транзисторы в лучшем случае позволяют получить сопротивление шума около 300 Ом. Чтобы уменьшить сопротивление шума, можно использовать параллельное включение входных транзисторов. В современных разработках также часто используют входной каскад на малошумящем транзисторе. Для согласования с источником сигнала эти усилители имеют малое входное сопротивление (50... 100 Ом).

Усилители для МС-головок характеризуются следующими основными параметрами:

максимальное входное напряжение [мВ] — наибольшее действующее значение синусоидального входного напряжения на частоте 1 кГц, при котором коэффициент гармоник выходного напряжения не превышает 0,5 %;

перегрузочная способность [дБ] — отношение максимального входного напряжения к номинальному входному;

отношение сигнал-шум (невзвешенное) [дБ] — отношение действующего значения номинального выходного напряжения к действующему значению напряжения шума на выходе усилителя при короткозамкнутом входе (измеряют без взвешивающих фильтров);

коэффициент гармоник [%] — наибольшее значение коэффициента нелинейных искажений выходного синусоидального сигнала, измеренного в полосе частот 20...20 000 Гц при номинальном входном сигнале.

Далее будут описаны малошумящие усилители, согласованные по входу с выходом динамических звукоснимателей с подвижной катушкой. Для всех усилителей номинальный уровень выходного сигнала 2,5 мВ, выходное сопротивление 1 кОм.

2.2. Простой малошумящий усилитель на двух транзисторах

В этом усилителе транзистор во входном каскаде включен по схеме с ОБ, что обеспечивает согласование с МС-головкой и хорошие шумовые характеристики. Такое решение применила японская фирма YAMAHA в усилителе CA1000. Усилитель, выполненный на отечественной элементной базе, обладает следующими техническими характеристиками:

Номинальное входное напряжение	0,25 мВ
Максимальное входное напряжение	6 мВ
Коэффициент усиления на частоте 1 кГц	10
Перегрузочная способность	28 дБ
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	58 дБ
Входное сопротивление	100 Ом
Коэффициент гармоник	0,1 %
Напряжение питания	50 В
Ток потребления	3 мА

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 2.1. Он состоит из входного каскада на транзисторе VT1, включенного по схеме ОБ, и выходного — на транзисторе VT2, включенного по схеме ОЭ. Гальваническая связь между каскадами улучшает частотную и фазовую характеристики усилителя без отрицательной обратной связи (ООС). Для стабилизации рабочей точки транзистора VT1 напряжение смещения на его

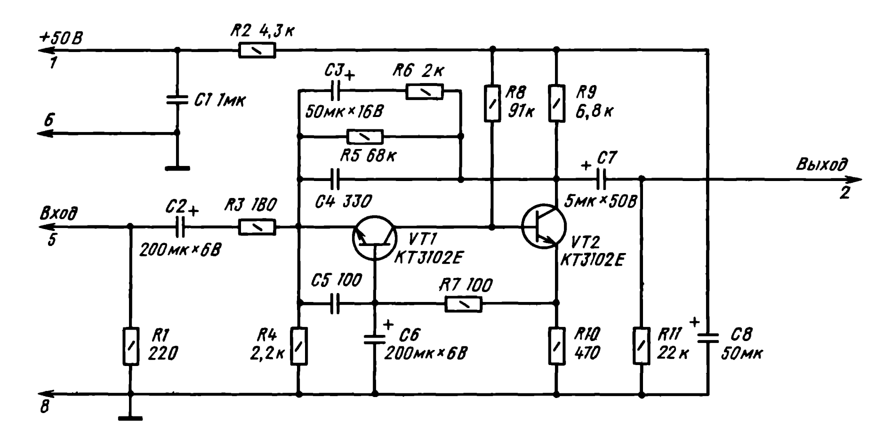


Рис. 2.1. Принципиальная схема простого малошумящего усилителя на двух транзисторах

базу подается с эмиттера транзистора VT2 через резистор R7. Отношение сопротивлений резисторов R3 и R6 в основном определяет коэффициент усиления усилителя, охваченного цепью ООС (в данном случае около 10). Весь усилитель охвачен цепью ООС по постоянному и переменному току с элементами С3, R6, R5. Конденсаторы С4 и С5 обеспечивают устойчивость усилителя на высоких частотах. Фильтр R2C8 уменьшает влияние пульсаций источника питания.

В устройстве применены конденсаторы КМ-5, К50-6, резисторы МЛТ.

Налаживание усилителя состоит в установке усиления подбором резистора R6.

2.3. Усилитель с использованием малошумящего транзистора

Узел, выполненный на базе малошумящего транзистора КТ3102Е, имеет следующие основные технические характеристики:

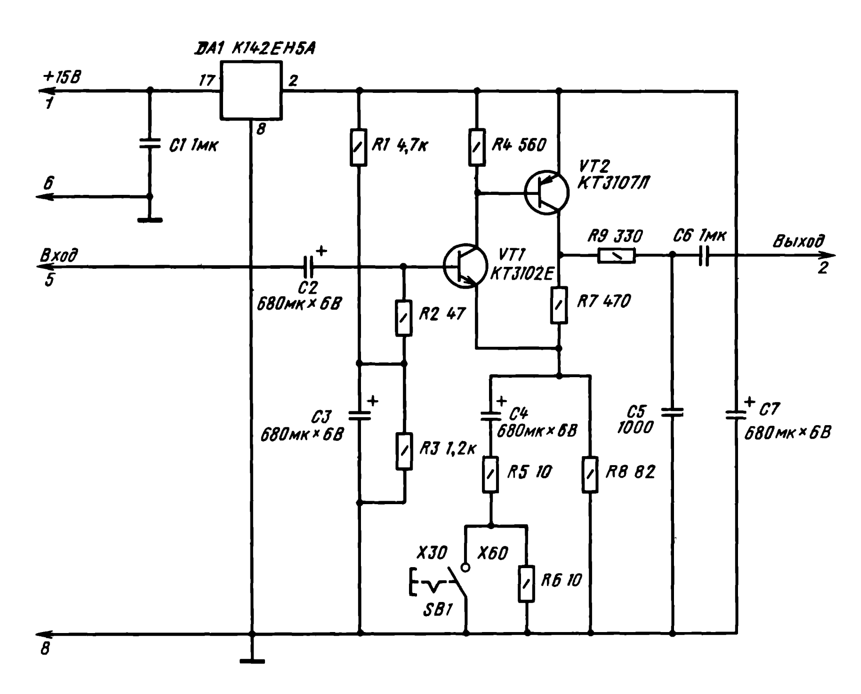


Рис 2.2. Принципиальная схема малошумящего усилителя с использованием малошумящего транзистора

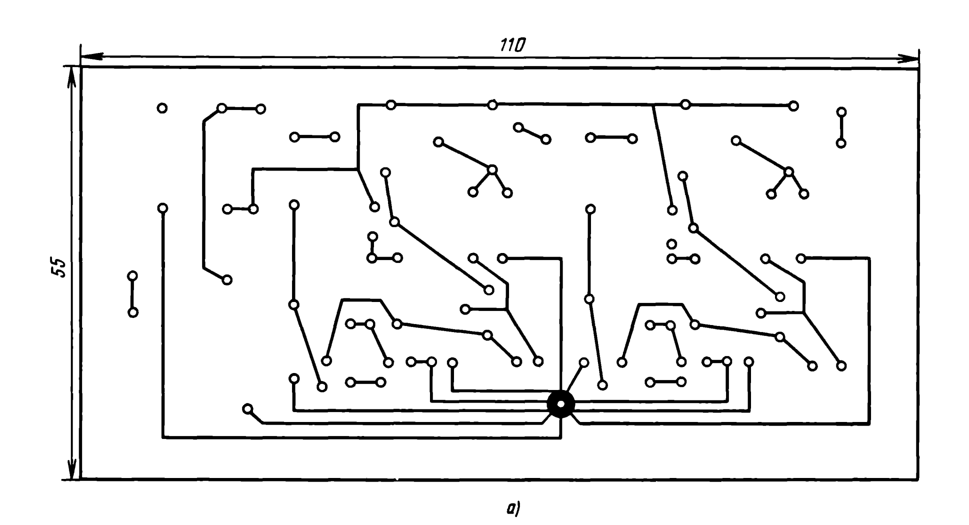
Номинальное входное напряжение	0,04 и 0,08 мВ
Максимальное входное напряжение	3 мВ
Коэффициент усиления на частоте 1 кГц	30 и 60
Перегрузочная способность . .	37 дБ
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	60 дБ
Входное сопротивление . . .	30 Ом
Коэффициент гармоник	0,05 %
Напряжение питания	15 В
Ток потребления	7 мА

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 2.2. С помощью кнопки SB1 можно установить усиление равным 30 или 60, что будет вполне достаточно для большинства типов головок. Коэффициент гармоник этого узла на частоте 1 кГц не более 0,03 %.

В устройстве использованы резисторы МЛТ-0,125, конденсаторы К50-6, КМ-6.

При исправных элементах и правильном монтаже настраивать узел не требуется. Чтобы улучшить развязку по цепям питания и исключить проникновение помех на вход узла, имеющего большое усиление, используется стабилизатор на микросхеме К142ЕН5А. При повторении конструкции следует обратить очень серьезное внимание на соединение этого узла с другими каскадами усилителя во избежание проникновения фона 50 Гц.

Конструктивно усилитель смонтирован на печатной плате. Ее рациональная конструкция определяет в основном параметры усилителя и поэтому очень важна. На рис. 2.3 приведены печатная и монтажная платы этого усилителя.



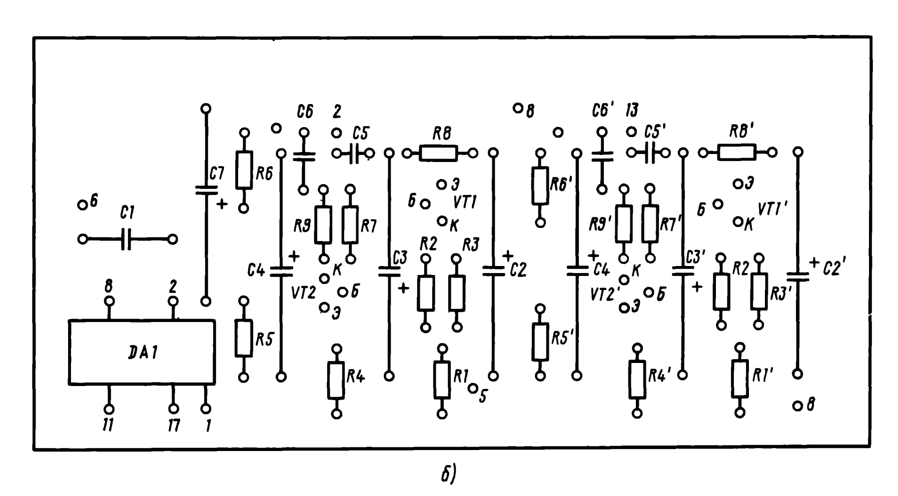


Рис. 2.3. Печатная (а) и монтажная (б) платы усилителя с использованием малошумящего транзистора.

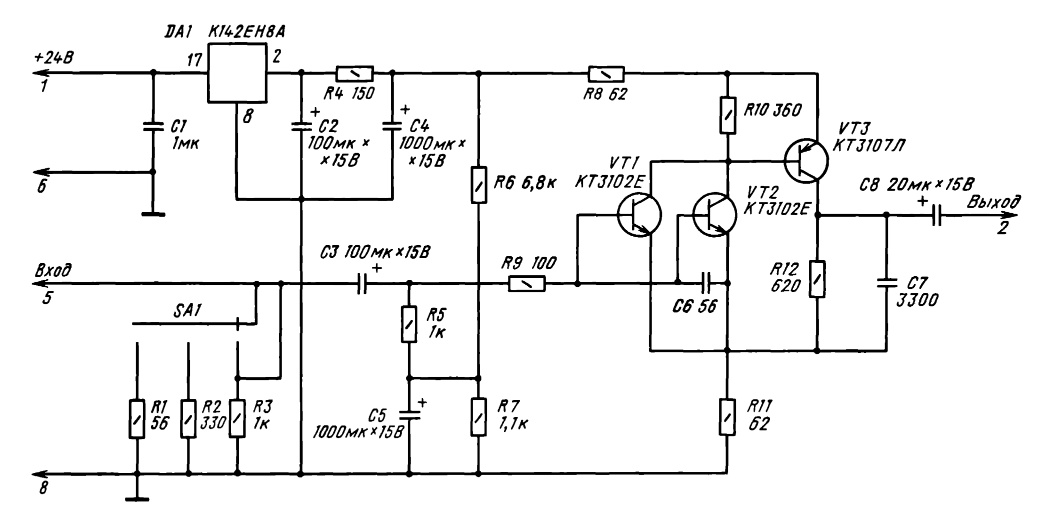


Рис. 2 4. Принципиальная схема малошумящего усилителя на трех транзисторах

2.4. Малошумящий усилитель на трех транзисторах

Еще одно решение проблемы уменьшения шума состоит в параллельном соединении нескольких транзисторов. Главная особенность этого метода состоит в том, что, когда соединяют параллельно N идентичных усилителей, шумовое сопротивление такого узла уменьшается в N раз по сравнению с тем, когда используется один усилитель. Таким образом, оптимальное сопротивление внешнего источника также уменьшается в N раз по сравнению с тем, что требуется для согласования с одним усилителем.

Даже в том случае, когда условия согласования для оптимизации шумовых свойств усилителя не выполняются, метод параллельного соединения транзисторов все же значительно улучшает шумовые параметры. Например, при сопротивлении источника, равном 30 Ом, коэффициент шума для одного транзистора составляет 7,8 дБ. Если же параллельно соединить четыре транзистора, коэффициент шума уменьшится до 3,5 дБ, что приведет к резкому улучшению качества работы устройства.

На рис. 2.4 показана схема усилителя, в которой использовано параллельное соединение двух транзисторов. Усилитель имеет следующие технические характеристики:

Номинальное входное напряжение	0,25 мВ
Максимальное входное напряжение	12 мВ
Коэффициент усиления на частоте 1 кГц	10
Перегрузочная способность . .	34 дБ
Входное сопротивление	50, 200 и 500 Ом
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	63 дБ
Коэффициент гармоник	0,05 %
Напряжение питания	24 В
Ток потребления	6 мА

Переключатель SA1 на входе усилителя позволяет согласовать его с различными типами головок. Параллельное соединение транзисторов VT1 и VT2 улучшает шумовые параметры схемы. Гальваническая связь между каскадами и охват их ООС улучшает остальные параметры усилителя. В устройстве использованы те же типы деталей, что и в предыдущем усилителе. Узел настройки не требует.

Глава 3

МИКРОФОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

3.1. Общие сведения

Возможность микширования сигналов на входе предусилителя позволяет, например, записать на ленту комментарии одновременно с музыкой при подготовке звукового сопровождения для демонстрации слайдов, не говоря уж о записи музыкальных произведений с микрофонов. В этом случае весьма полезно включить в состав системы малошумящий микрофонный усилитель.

Микрофонный усилитель предназначен для усиления слабых сигналов микрофона и его

согласования с последующими каскадами. Коэффициент усиления этого ФУ выбирают таким, чтобы номинальный уровень сигнала на выходе был в пределах 200...400 мВ. При необходимости в микрофонный усилитель вводят частотную коррекцию, чтобы компенсировать неравномерность АЧХ используемого микрофона.

Особенностями микрофонного усилителя являются работа при малых уровнях входного сигнала (номинальная ЭДС, развиваемая разными типами микрофонов, составляет 0,1...0,8 мВ) и совместная работа с источником сигнала, имеющим низкое внутреннее сопротивление (500...2000 Ом), которое остается постоянным в широком диапазоне рабочих частот. Основные сложности при разработке этого узла связаны с достижением низкого уровня собственных шумов и минимальных нелинейных искажений. Формирование необходимой АЧХ особых трудностей не представляет.

Собственные (внутренние) шумы применяемых в высококачественной звукотехнике электростатических (конденсаторных) и электродинамических (ленточных) микрофонов незначительны. Так, шумы электродинамических микрофонов очень малы и, как правило, не нормируются. Конденсаторные микрофоны имеют сравнительно более высокий уровень шумов, обычно указываемый в паспорте микрофона. Но даже у них уровень собственных шумов не превышает нескольких микровольт. Поэтому важно, чтобы собственные шумы микрофонного усилителя были малы.

Как известно, чтобы достичь малого уровня шумов на выходе усилителя, необходимо уменьшать собственные шумы первого каскада и увеличивать полезный сигнал на его входе. Поскольку шумовые свойства усилительного каскада зависят от внутреннего сопротивления источников сигнала, при выборе режима работы транзистора в первом каскаде микрофонного усилителя необходимо учитывать внутреннее сопротивление микрофона. Например, для транзистора КТ3102 оптимальный коллекторный ток, при котором коэффициент шума минимален, составляет 100...300 мкА при сопротивлении источника сигнала 1 кОм и 30...60 мкА при сопротивлении 10...100 кОм.

По рекомендации Международной электротехнической комиссии номинальное входное сопротивление микрофонного усилителя, обеспечивающее наилучшее отношение сигнал-шум на его выходе, равно утроенному сопротивлению микрофона. В описанных далее конструкциях входное сопротивление усилителя равно 3,3 кОм, что является компромиссным решением для различных типов применяемых микрофонов.

Номинальный диапазон частот микрофонного усилителя с учетом АЧХ используемого микрофона должен быть не хуже 20 Гц...20 кГц при неравномерности ±2 дБ. Невзвешенное значение отношения сигнал-шум достаточно иметь примерно равным 60 дБ. Запас по перегрузочной способности (относительно номинальной чувствительности) не следует делать менее 30 дБ. Коэффициент гармоник в полосе частот не должен превышать 0,1...0,2 %. Автоматическая регулировка усиления, значительно сужающая динамический диапазон и используемая, как правило, в специальных усилителях (для усиления речи и т. п.), в рассматриваемых далее микрофонных усилителях не применяется.

Микрофонные усилители имеют следующие параметры:

максимальное входное напряжение [мВ] — наибольшее действующее значение синусоидального входного сигнала на частоте 1 кГц, при котором коэффициент гармоник выходного напряжения не превышает 0,5 %;

максимальное выходное напряжение [В] — наибольшее действующее значение выходного напряжения на частоте 1 кГц при коэффициенте гармоник не более 0,5 %;

перегрузочная способность, $K_п$ [дБ] — отношение максимального входного напряжения к номинальному входному;

коэффициент гармоник [%] — наибольшее значение коэффициента нелинейных искажений выходного сигнала, измеряемого в полосе частот 20...20 000 Гц при номинальном выходном напряжении;

отношение сигнал-шум (невзвешенное) [дБ] — отношение действующего значения номинального напряжения выходного синусоидального сигнала к действующему значению напряжения шума на выходе усилителя (измеряется без взвешивающих фильтров);

номинальный диапазон [Гц] — диапазон частот, внутри которого нормированная АЧХ усилителя имеет неравномерность не более ±1,5 дБ.

Для всех приводимых далее микрофонных усилителей номинальный уровень входных сигналов равен 1 мВ, выходное сопротивление не превышает 1 кОм, что обеспечивает хорошее их согласование с узлами, описанными далее.

3.2. Простой микрофонный усилитель

Требуемые характеристики несложно получить от узла на основе двухкаскадного усилителя (рис. 3.1). Такой микрофонный усилитель имеет следующие основные технические характеристики:

Максимальное входное напряжение	50 мВ
Максимальное выходное напряжение	7 В
Коэффициент усиления	140
Перегрузочная способность, не менее	34 дБ
Коэффициент гармоник, не более	0,1 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	60 дБ
Номинальный диапазон частот	20..20 000 Гц
Напряжение питания	40 В
Ток потребления	1 мА

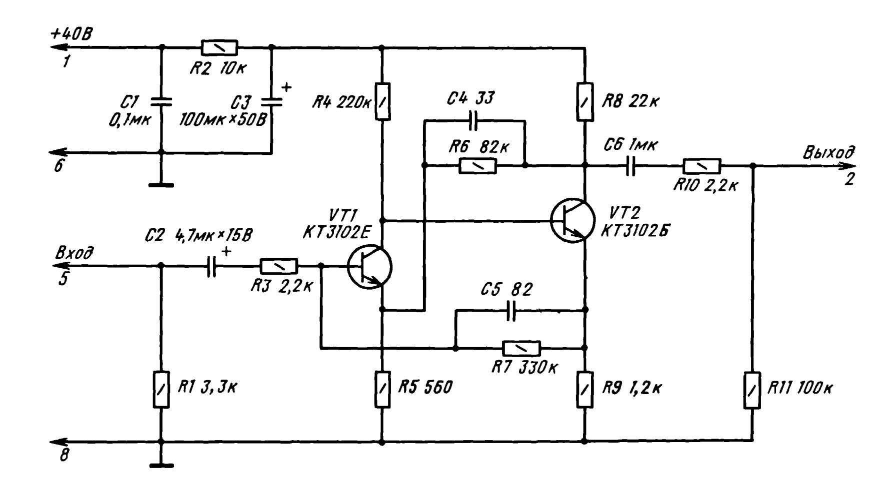


Рис. 3.1. Принципиальная схема простого микрофонного усилителя

Усилитель состоит из входного и выходного каскадов, выполненных соответственно на транзисторах VT1, VT2 (оба включены по схеме ОЭ). Улучшение АЧХ и ФЧХ усилителя без ООС достигается гальванической связью между каскадами. Для стабилизации рабочей точки транзистора VT1 смещение на его базу подается через резистор R7 с эмиттера транзистора VT2. Усилитель охвачен ООС (цепь R6, C4), подаваемой с коллектора VT2 на эмиттер VT1. Фильтр R2C3 уменьшает влияние пульсаций источника питания.

Помимо указанных на схеме можно использовать транзисторы серий КТ315, КТ342, КТ203 с коэффициентом прямой передачи тока не менее 100. При этом характеристики микрофонного усилителя незначительно ухудшаются. Перед настройкой необходимо проверить правильность монтажа. При использовании элементов, указанных на схеме, налаживание, как правило, не требуется. Но при замене элементов в некоторых случаях может оказаться необходимой подстройка режима работы транзисторов по постоянному току. Это осуществляется подбором резистора R7 таким образом, чтобы на коллекторе транзистора VT2 было установлено напряжение около 15 В.

3.3. Микрофонный усилитель на четырех транзисторах

Несколько усложнив выходной каскад узла, описанного в § 3.2, можно заметно улучшить технические характеристики микрофонного усилителя. Он будет иметь следующие основные параметры:

Максимальное входное напряжение	100 мВ
Максимальное выходное напряжение	10 В
Коэффициент усиления . . .	100
Перегрузочная способность, не менее	40 дБ
Коэффициент гармоник, не более	0,05 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	64 дБ
Номинальный диапазон частот .	20...20 000 Гц
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	3 мА

На рис. 3.2 приведена схема этого усилителя. Для уменьшения шума входной каскад усилителя выполнен на р-п-р транзисторе КТ3107Л. Чтобы получить максимальное усиление и увеличить линейность, в качестве нагрузки выходного каскада (на транзисторах VT3, VT4) используется источник тока на транзисторе VT2. Цепь ООС на элементах R6, C6, R8, охватывающая усилитель, определяет его усиление в номинальном диапазоне частот. Цепь R7, C7 уменьшает усиление на частотах выше 20 кГц. Если необходимо установить другой коэффициент усиления, то можно варьировать сопротивлением резистора R8 в пределах 10...100 кОм. При этом качество работы узла не ухудшается.

Налаживание микрофонного усилителя заключается в установке резистором R10 (при отсутствии сигнала) нулевого напряжения на эмиттере транзистора VT4.

3.4. Высококачественный микрофонный усилитель

Использование схемотехники операционных усилителей при выполнении микрофонного усилителя на дискретных элементах позволяет улучшить его параметры и достичь следующих основных технических характеристик:

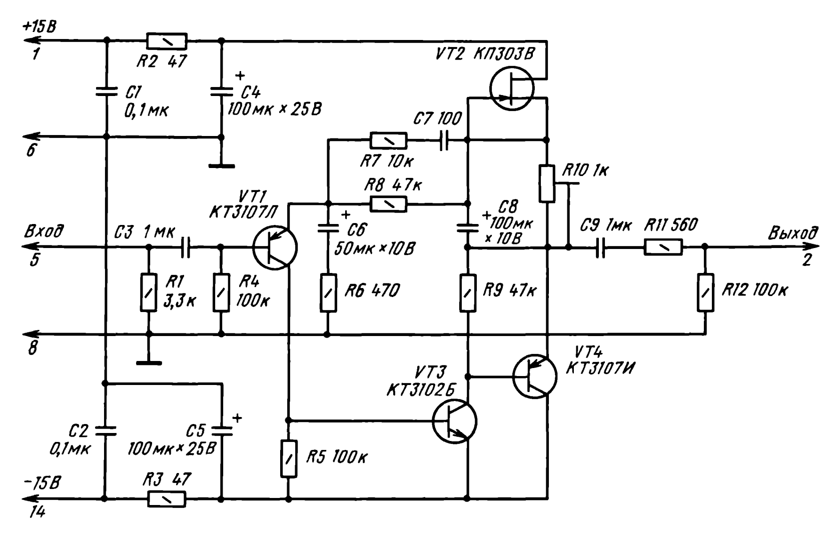


Рис. 3.2. Принципиальная схема микрофонного усилителя на четырех транзисторах

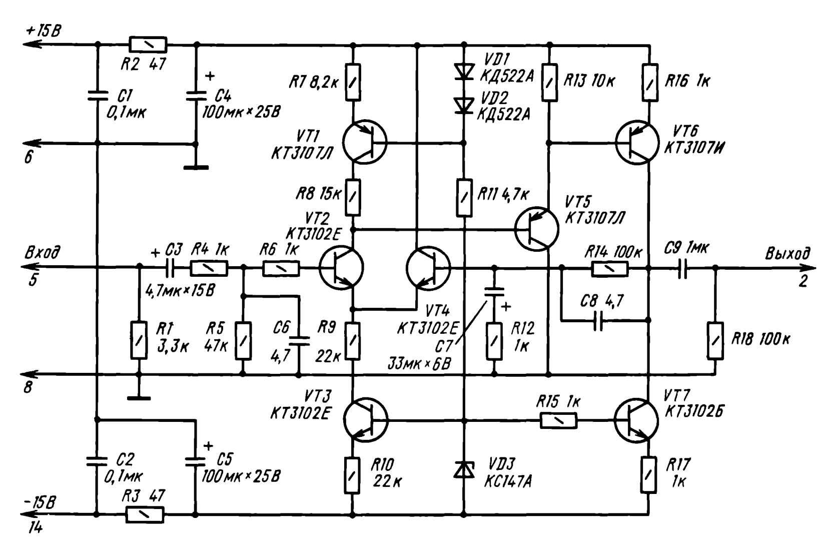


Рис. 3.3. Принципиальная схема высококачественного усилителя

Максимальное входное напряжение	100 мВ
Максимальное выходное напряжение	10 В
Коэффициент усиления	100
Перегрузочная способность, не менее	40 дБ
Коэффициент гармоник, не более	0,01 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	66 дБ
Номинальный диапазон частот	20...20 000 Гц
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	10 мА

Входной каскад (см. рис. 3.3) выполнен по схеме дифференциального усилителя на транзисторах VT2, VT4. Чтобы получить минимальный уровень шума, коллекторный ток транзисторов VT2, VT4 установлен примерно равным 100 мкА. Источник тока на транзисторе VT3 улучшает подавление фона и пульсаций источника питания и определяет оптимальный режим работы транзисторов VT2, VT4. Динамическая нагрузка на транзисторе VT1 обеспечивает максимальное усиление входного каскада. Согласующий кас-

кад на транзисторе VT5 предотвращает перегрузку входного каскада. Выходной каскад на транзисторе VT6 работает в режиме А.

Для того чтобы усиление было максимальным и улучшить линейность АЧХ в качестве нагрузки выходного каскада, используется источник тока на транзисторе VT7. Весь усилитель охвачен частотно-независимой в рабочем диапазоне частот ООС на элементах R12, C7, R14. Соотношение сопротивлений резисторов R14, R12 определяет коэффициент усиления микрофонного усилителя.

При исправных элементах и правильно выполненном монтаже узел работает без настройки и обеспечивает приведенные характеристики.

Глава 4

УСИЛИТЕЛИ-КОРРЕКТОРЫ СО СТАНДАРТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ RIAA

4.1. Общие сведения

В настоящее время грампластинки являются одним из основных носителей высококачественной звуковой информации. Их качество звучания в большой степени зависит от технических показателей предварительного тракта воспроизведения. Одним из основных качественных показателей тракта является АЧХ. В электрофонах высшего класса АЧХ должна быть равномерной в диапазоне частот 20...20 000 Гц. Амплитудно-частотная характеристика тракта воспроизведения определяется частотными характеристиками головки звукоснимателя, частотной характеристикой канала записи и усилителя-корректора.

Амплитудно-частотная характеристика головки звукоснимателя представляет собой зависимость напряжения, развиваемого звукоснимателем на номинальной нагрузке, от частоты при воспроизведении гармонических сигналов с неизменной амплитудой колебательной скорости. Частотная характеристика канала записи — это зависимость колебательной скорости резца рекордера от частоты сигнала.

Скорость резца v связана с амплитудой A его колебания зависимостью

$$v = 2\pi F A,$$

где F — частота сигнала записи.

При постоянной амплитуде сигнала U_c (v = const) амплитуда колебания резца A и соответственно максимальное смещение канавки грампластинки d обратно пропорциональны частоте. Чтобы повысить плотность записи и исключить при этом пересечения канавок при записи низкочастотных сигналов запись на частотах ниже 500 Гц производят с колебательной скоростью, прямо пропорциональной частоте ($v = K_1 F$), т. е. в режиме с постоянной амплитудой A резца. На частотах ниже 50 Гц колебательная скорость записи вновь устанавливается постоянной, что приводит к увеличению амплитуды смещения канавки при фиксированной амплитуде сигнала U_c. Но из-за уменьшения мощности энергетического спектра реальных звуковых сигналов на частотах ниже 100 Гц в действительности амплитуда смещения остается неизменной.

Переход к записи с постоянной скоростью на частотах ниже 50 Гц (v = const) позволяет улучшить отношение сигнал-шум в низкочастотном диапазоне входных сигналов. Если сохранить постоянную скорость v в области очень высоких частот, то амплитуда смещения канавок A уменьшается настолько, что становится сравнимой с шероховатостью поверхности винилитовой грампластинки. Учитывая спад энергетического спектра реальных музыкальных сигналов в области высоких частот, чтобы уменьшить относительный уровень шумов, запись на частотах выше 2 100 Гц производят с постоянной амплитудой канавки (A = const, $v = K_2 F$).

В настоящее время требуемые участки записи с постоянной скоростью и постоянной амплитудой стандартизованы. Стандартизованная АЧХ канала записи впервые была предложена в 1953 г. Американской ассоциацией изготовителей звуковоспроизводящей аппаратуры (отсюда и название стандарта RIAA—Record Industry Association of America), а в 1963 г. рекомендована МЭК и вошла в национальные стандарты большинства стран (например, в ГОСТ 7893—79, DIN45541 и др.). На практике требуемые участки с постоянной скоростью и постоянной амплитудой формируют с помощью частотной предкоррекции записи. Асимптотическая АЧХ подкоррекции изображена на рис. 4.1, а штриховой линией.

Реальная характеристика коррекции записи формируется соответствующими RC-цепями и имеет вид плавной кривой 1 (рис. 4.1, а).

Как правило, в высококачественной аппаратуре применяются звукосниматели с магнитными головками. Возникающая в них ЭДС пропорциональна колебательной скорости воспроизводящей иглы. Следовательно, она воспроизводит характеристику канала записи. Поэтому выходное напряжение звукоснимателя должно быть скорректировано. Это

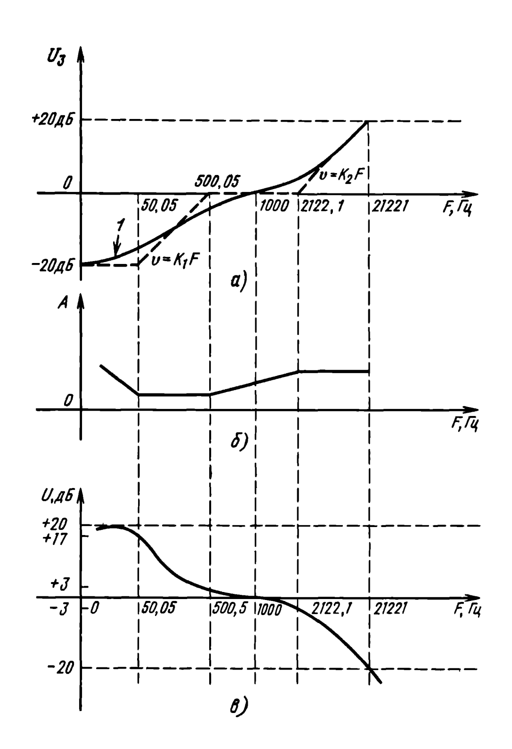


Рис. 4.1. Характеристика коррекции, рекомендованная стандартом RIAA:
а—зависимость скорости резца рекордера от частоты; б—изменение амплитуды колебания резца от частоты, в—АЧХ усилителя корректора

делают в предварительном усилителе-корректоре.

Основная характеристика воспроизведения RIAA характеризуется тремя постоянными времени: 3 180, 318, 75 мкс. Она имеет вид, показанный на рис. 4.1, б, где точки перегиба по уровню +3 и +17 дБ соответствуют 50,05 и 500,5 Гц, по уровню — —3 дБ — 2122,2 Гц. Частота 21,221 кГц соответствует точке — 20 дБ, для частот ниже 20 Гц коэффициент передачи равен +20 дБ относительно 1 кГц.

Стандартные значения характеристики воспроизведения RIAA приведены в табл. 4.1.

Усилитель-корректор, предназначенный для работы в составе высококачественной аппаратуры, должен иметь низкий уровень собственных шумов, незначительный коэффициент гармоник, большой динамический диапазон, АЧХ, обратную АЧХ канала записи по RIAA. Точность приближения частотной характеристики усилителя-корректора к стандартным значениям табл. 4.1 должна быть большой. Для высококачественной аппаратуры это отклонение не должно превышать ±0,2 дБ.

Магнитные головки звукоснимателей чувствительны к колебательной скорости иглы. Их чувствительность составляет от 0,5 до 2 мВ·с/см. Поэтому для согласования с линейным усилителем усилитель-корректор на частоте 1 000 Гц должен иметь усиление в пределах 30...40 дБ в зависимости от чувствительности головки. Внутреннее сопротивление таких головок имеет индуктивный характер и совместно с входным сопротивлением усилителя-корректора и емкостью соединительного кабеля образует LCR-контур. Чтобы исключить дополнительные частотные искажения, входное сопротивление корректора должно быть оптимизировано. Стандартным является сопротивление 47 кОм. Оптимальная входная емкость приводится в паспорте головки звукоснимателя конкретного типа и находится в интервале от 100 до 500 пФ.

При оптимальных сопротивлении и емкости для большинства головок гарантируется отсутствие заметных электрических резонансов в рабочем диапазоне частот и максимальное отношение сигнал-шум. Искажения и шумы, вносимые головкой звукоснимателя в общий тракт звуковоспроизведения, невелики, поэтому степень искажений и шумов в нем в основном определяется характеристиками корректора.

Номинальный уровень модуляции канавки грампластинки по колебательной скорости составляет 7 см/с на частоте 1 000 Гц, что при использовании головки звукоснимателя с чувствительностью 0,5 мВ·с/см соответствует напряжению на его выходе 3,5 мВ. Учитывая разброс головок, уровень 2,5 мВ в дальнейшем выбран за номинальный.

Усилители-корректоры магнитных головок звукоснимателя характеризуются следующими основными параметрами:

максимальное входное напряжение [мВ] — наибольшее действующее синусоидальное

Таблица 4.1

F, Гц	K_I, дБ	F, Гц	K_I, дБ	F, Гц	K_I, дБ	F, Гц	K_I, дБ
20 000	—19,61	8000	—11,88	1000	0	100	13,10
18 000	—18,71	6300	—9,97	800	0,76	80	14,51
16 000	—17,70	5000	—8,20	630	1,64	63	15,86
14 000	—16,56	4000	—6,60	400	3,79	50	16,95
12 500	—15,60	3150	—5,04	315	5,19	40	17,80
10 000	—13,73	2000	—2,58	200	8,23	31	18,53
						20	19,28

входное напряжение на частоте 1 кГц, при котором коэффициент гармоник выходного напряжения не превышает 0,5 %;

максимальное выходное напряжение [В] — наибольшее выходное напряжение на частоте 1 кГц при коэффициенте гармоник не более 0,5 %;

перегрузочная способность [дБ] — отношение максимального входного напряжения к номинальному входному, равному 2,5 мВ;

коэффициент усиления — отношение выходного номинального напряжения к номинальному входному, равному 2,5 мВ, на частоте 1 кГц;

отклонение АЧХ от стандартной [дБ] — максимальное отклонение АЧХ реального корректора от стандартной АЧХ усилителя-корректора. Нередко для уменьшения помех от вибраций движущегося механизма на низких частотах устанавливают меньший подъем частотной характеристики предусилителя-корректора. (В этом случае отклонение АЧХ от стандартной задается в полосе 100...20 000 Гц);

отношение сигнал-шум (невзвешенное) [дБ] — отношение действующего значения номинального выходного напряжения (при номинальном входном, равном 2,5 мВ) к действующему значению напряжения выходного шума (напряжение шумов измеряют при шунтировании входа усилителя-корректора резистором, имеющим сопротивление 2,2 кОм, равное эквивалентному сопротивлению головки звукоснимателя на частоте 1 кГц);

коэффициент гармоник [%] — наибольшее значение коэффициента нелинейных искажений выходного синусоидального сигнала; его измеряют в полосе частот 20...20 000 Гц при входном напряжении 2,5 мВ.

Далее будут описаны схемы предусилителей-корректоров, согласованных с магнитными звукоснимателями, работающими на нагрузку сопротивлением 47 кОм. Для всех корректоров номинальный уровень входных сигналов 2,5 мВ, выходное сопротивление 1 кОм.

4.2. Простой корректор на трех транзисторах

Узел имеет следующие основные технические характеристики:

Максимальное входное напряжение	140 мВ
Максимальное выходное напряжение	8,9 В
Перегрузочная способность, не менее	35 дБ
Коэффициент усиления на частоте 1 кГц	64
Отклонение АЧХ от стандартной	±1 дБ
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	65 дБ
Коэффициент гармоник, не более	0,06 %
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	7 мА

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 4.2.

Сигнал с магнитной головки поступает на базу транзистора VT1 через фильтр нижних частот R2C5, позволяющий уменьшить помехи от радиостанций. Транзисторы VT1 и VT2 образуют дифференциальную пару, работающую с малым коллекторным током, что снижает шумы каскада. Сигнал с коллектора VT1 усиливается вторым каскадом, выполненным на транзисторе VT3. Цепь ООС на элементах R9, R10, C7, C9 обеспечивает необходимую коррекцию частотной характеристики усилителя. Общее усиление корректора определяется сопротивлением резистора R8. Элементы C10, R13 образуют

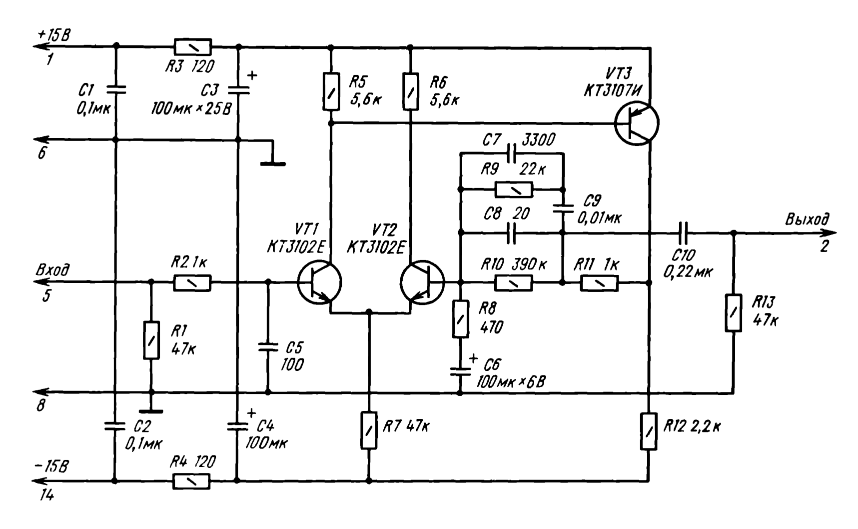


Рис. 4 2. Принципиальная схема простого корректора на трех транзисторах

фильтр верхних частот с наклоном ската АЧХ 6 дБ на октаву и частотой среза 20 Гц. Фильтр уменьшает помехи от вибраций механизма проигрывателя. Если входное сопротивление последующего каскада 47 кОм, то резистор R13 можно исключить. Фильтры R3C3 и R4C4 уменьшают влияние пульсаций источника питания.

В узле использованы конденсаторы КМ-6, К50-6 и резисторы МЛТ. Точность элементов в цепи коррекции (R9, R10, C7, C9) должна быть не хуже 5 %.

4.3. Корректор на пяти транзисторах

Некоторые изменения в предыдущем устройстве (см. схему на рис. 4.2) позволяют улучшить параметры корректора. Теперь его основные технические характеристики следующие:

Максимальное входное напряжение	165 мВ
Максимальное выходное напряжение	10 В
Перегрузочная способность, не менее	36 дБ
Коэффициент передачи на частоте 1 кГц	62
Отклонение АЧХ от стандартной	±1 дБ
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	65 дБ
Коэффициент гармоник, не более	0,04 %
Напряжение питания	±24 В
Ток потребления	14 мА

Как и предыдущий, этот корректор (рис. 4.3) разработан с использованием схемотехники операционных усилителей.

Транзисторы VT1 и VT2 образуют дифференциальный входной каскад с коллекторным током, примерно равным 40 мкА. Составной транзистор VT3VT4 предотвращает перегрузку входного каскада. Активная коллекторная нагрузка в виде источника постоянного тока на транзисторе VT5 обеспечивает хорошую линейность по сравнению с резистивной нагрузкой и позволяет снизить нелинейные искажения корректора. Цепи коррекции образованы элементами C7, C8, C10, R9, R11. Цепь C9, R10, коммутируемая кнопочным переключателем SB1, реализует режим работы корректора с рокот-фильтром. В этом режиме происходит завал частот ниже 100 Гц, тем самым уменьшается восприятие вибраций электродвигателя проигрывателя. Фильтры R2C3 и R4C4 обеспечивают развязку по цепям питания.

4.4. Корректор с пассивной цепью коррекции

В большинстве корректоров АЧХ формируется цепью ООС, как, например, и в описанных ранее узлах. В этих случаях удается получить низкий уровень шума при короткозамкнутом входе. Недостатком же

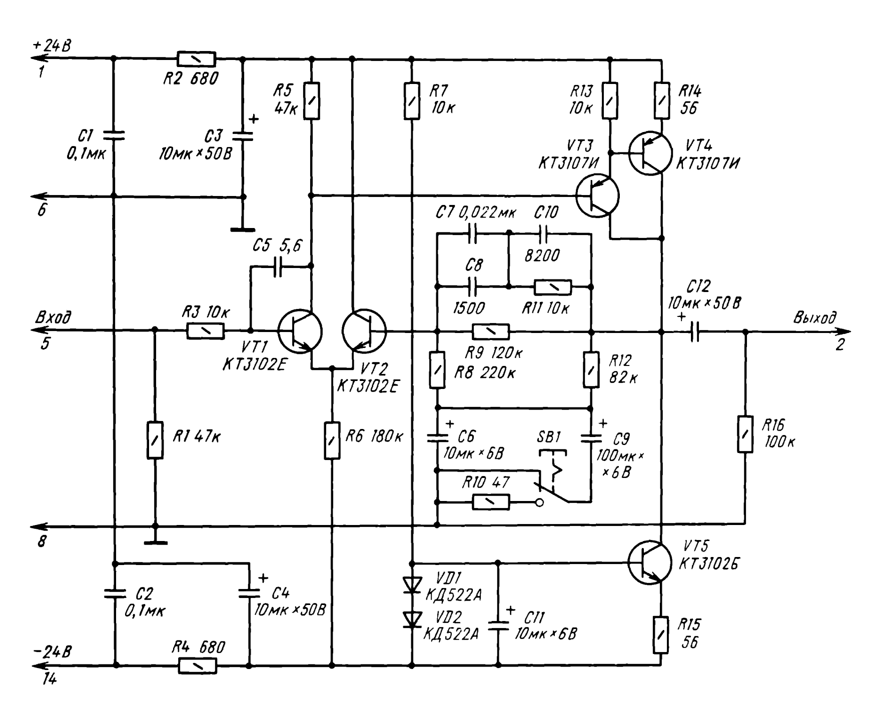


Рис. 4.3. Принципиальная схема корректора на пяти транзисторах

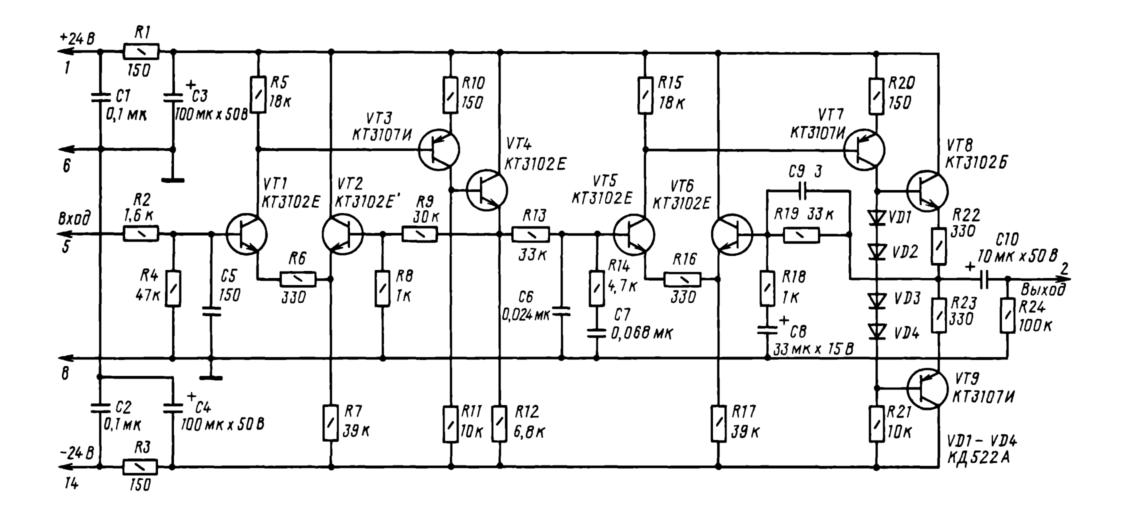


Рис. 4.4. Принципиальная схема корректора с пассивной цепью коррекции

являются несовпадение с идеальной АЧХ на высоких частотах, рост нелинейных искажений на низких частотах (из-за особенностей АЧХ), недостаточно удовлетворительны переходные характеристики. Все это, по мнению экспертов, заметно на слух.

Практически полного совпадения с идеальной характеристикой можно добиться, если использовать пассивную цепь коррекции. Эту идею реализовала фирма PS Audio в своем усилителе PS-II. Корректор, выполненный на отечественной элементной базе, обладает следующими основными техническими характеристиками:

Максимальное входное напряжение	160 мВ
Максимальное выходное напряжение	16 В
Перегрузочная способность, не менее	36 дБ
Коэффициент усиления на частоте 1 кГц	100
Отклонение АЧХ от стандартной	±0,5 дБ
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	68 дБ
Коэффициент гармоник, не более	0,04 %
Напряжение питания	±24 В
Ток потребления	10 мА

Схема усилителя приведена на рис. 4.4. Он состоит из входного (на транзисторах VT1—VT4) и выходного (на транзисторах VT5—VT9) усилителей с линейной АЧХ и включенного между ними пассивного частотно-зависимого делителя R13, C6, R14, C7, формирующего АЧХ корректора. Каждый из усилителей представляет собой операционный усилитель на дискретных элементах с частотно-независимыми в звуковом диапазоне цепями ООС R8, R9 и R18, C8, R19, C9. Из-за особенностей характеристики записи сигнал на выходе усилителя на транзисторах VT1—VT4 возрастает с увеличением частоты, поэтому, чтобы обеспечить необходимый запас по перегрузочной способности, усилитель питают от источника со сравнительно большим напряжением. Двухтактный выходной каскад (на транзисторах VT8, VT9) работает в режиме АВ и обеспечивает нормальную работу на низкоомную нагрузку. Для более точного совпадения АЧХ со стандартной необходимо использовать элементы, входящие в цепь коррекции R13, R14, C6, C7, с точностью не хуже ±1 %.

4.5. Корректор с применением параллельной обратной связи

Одним из способов приблизить АЧХ корректора к идеальной и улучшить переходную характеристику по сравнению с теми, что имеют традиционные усилители-корректоры с последовательной ООС, является использование параллельной ООС. При этом некоторое ухудшение шумовых характеристик, по мнению экспертов, не столь заметно, поскольку шумы обычной грампластинки существенно выше. Лишь тогда когда применяются грампластинки с цифровой или прямой записью, шумы такого корректора более заметны, чем традиционного.

Корректор имеет следующие основные технические характеристики:

Максимальное входное напряжение	50 мВ
Максимальное выходное напряжение	5 В
Перегрузочная способность	26 дБ
Коэффициент усиления на частоте 1 кГц	100
Отклонение АЧХ от стандартной	±1 дБ

отношение сигнал-шум (невзвешенное)	64 дБ
Коэффициент гармоник, не более	0,05 %
Напряжение питания	24 В
Ток потребления	5 мА

На рис. 4.5 приведена схема этого корректора. Он состоит из входного каскада на транзисторах VT1—VT3 и выходного на транзисторах VT4, VT5. Входной каскад, чтобы получить максимальное усиление, выполнен по каскодной схеме на транзисторах VT2, VT3 с источником тока на полевом транзисторе VT1 в качестве его нагрузки. Усиление такого каскада на частоте 100 Гц составляет около 50 000, что дает возможность вводить глубокую ООС, уменьшающую искажение сигнала. Для согласования с нагрузкой используется выходной каскад на транзисторах VT4, VT5. Цепь ООС, формирующая АЧХ корректора, состоит из элементов R5, C4, R6, C5.

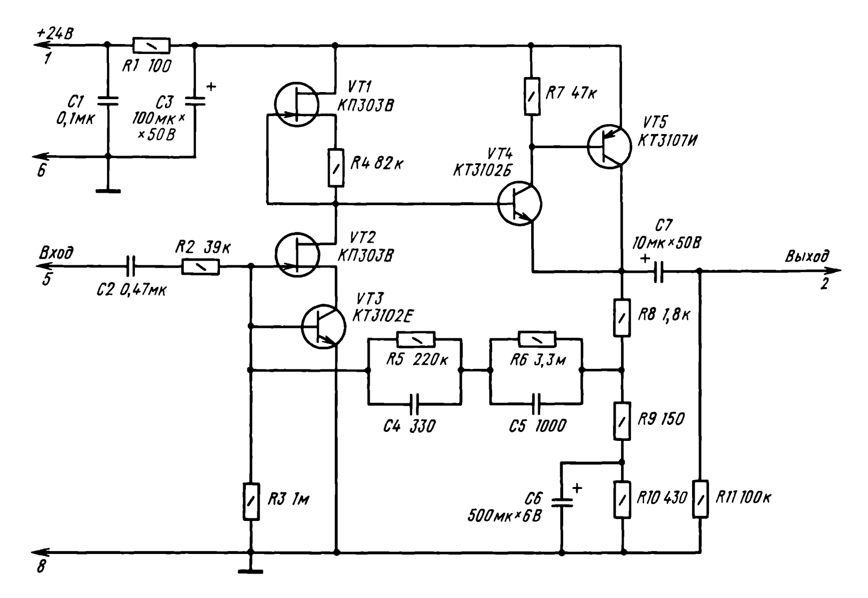


Рис. 4.5. Принципиальная схема корректора с применением параллельной обратной связи

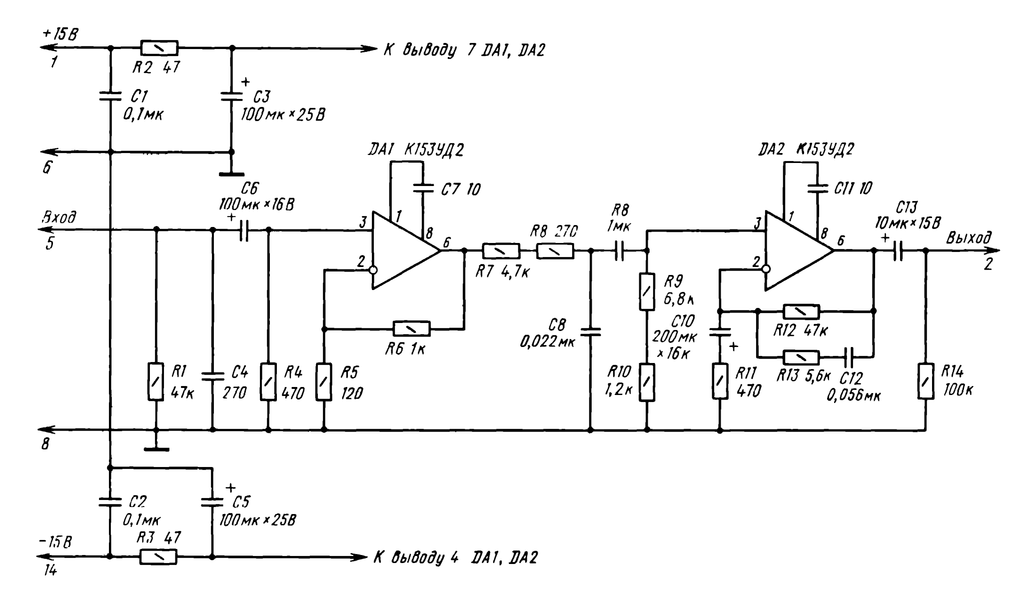
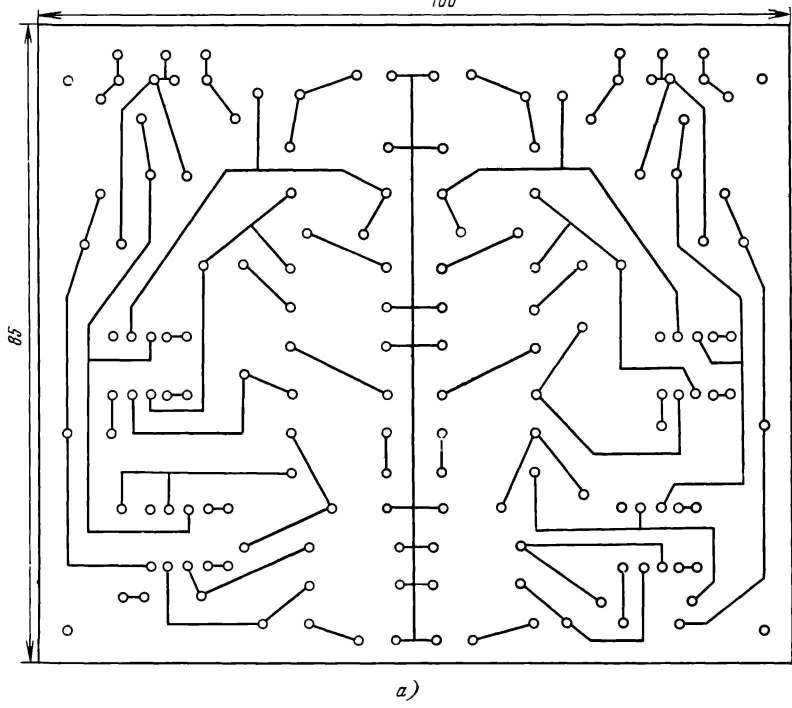
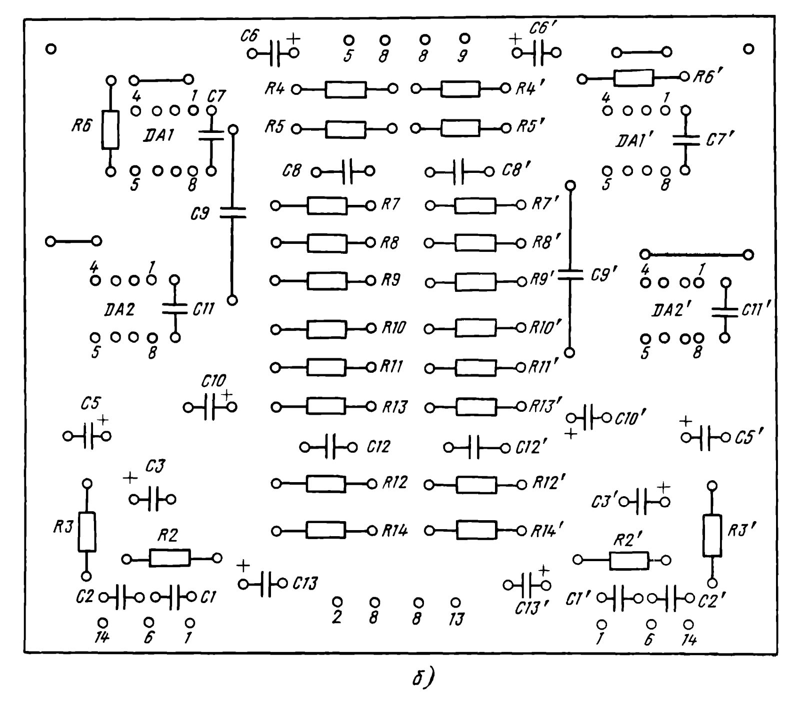


Рис. 4.6. Принципиальная схема корректора на двух микросхемах



а)



б)

Рис. 4.7. Печатная (а) и монтажная (б) платы корректора на двух микросхемах

4.6. Корректор на двух микросхемах

Описываемый корректор (рис. 4.6) имеет следующие основные технические характеристики:

Максимальное входное напряжение	130 мВ
Максимальное выходное напряжение	9,8 В
Перегрузочная способность, не менее	34 дБ
Коэффициент усиления на частоте 1 кГц	75
Отклонение АЧХ от стандартной	±0,5 дБ
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	70 дБ
Коэффициент гармоник, не более	0,03 %
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	12 мА

Сигнал с головки через конденсатор С6 поступает на неинвертирующий вход операционного усилителя (ОУ), DA1. На этом ОУ по схеме линейного усилителя выполнен входной каскад с коэффициентом передачи около 8,3. Резистор R1 и конденсатор С4 обеспечивают необходимую нагрузку для головки. С выхода первого каскада сигнал поступает на простой RC-фильтр (на элементе R7, R8, C8) нижних частот первого порядка с наклоном АЧХ 6 дБ на октаву. Точка на скате АЧХ с уровнем —3 дБ приходится на частоту 2 122 Гц; постоянная времени — 75 мкс. Конденсатор С9 и резисторы R9, R10 образуют фильтр верхних частот. Точка —3 дБ на скате АЧХ находится на частоте 20 Гц с постоянной времени фильтра 7 950 мкс. С выхода фильтра сигнал поступает на вход второго каскада, выполненного на ОУ DA2. В этом каскаде цепью ООС R11—R13, C12 формируется оставшаяся часть АЧХ корректора. Фильтры R2C3 и R3C5 уменьшают влияние пульсаций источника питания. Чтобы добиться лучшего соответствия кривой коррекции, необходимо применять во времязадающих цепях элементы, имеющие точность не хуже 1 %.

Оба канала усилителя смонтированы на печатной плате, приведенной на рис. 4.7.

Глава 5
СЕЛЕКТОРЫ ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ

5.1. Общие сведения

На вход современного звуковоспроизводящего комплекса подают сигналы от самых разных источников звуковых программ, таких как электрофон, магнитофон, тюнер, радиоприемник, радиотрансляционная сеть, телевизор, микрофон и др. Каждый из источников подключают к усилителю с помощью отдельного разъема. Как правило, для этого используют унифицированные штепсельные соединители ОНЦ-ВГ-4-5/16-Р (прежнее название СГ-5) и ОНЦ-ВГ-4-5/16-В (прежнее название СШ-5). Разводка цепей в них унифицирована и осуществляется в соответствии с ГОСТ 12368—68, учитывающим международные нормы.

На вход предварительного усилителя звуковой сигнал с входных разъемов поступает через селектор входного сигнала, назначение которого — избирательное подключение на вход усилителя ЗЧ выбранного слушателем источника звуковой программы. Часто с помощью селектора коммутируют источники звуковых сигналов, чтобы обеспечить запись на магнитофон, наложение сигналов с микрофона на отдельные звуковые программы и т. д.

В селекторах входного сигнала используются механические или электронные коммутаторы. Механические коммутаторы проще по конструкции, не имеют нелинейных цепей. Однако их громоздкость, расположение органов управления и коммутации вдали от переключаемых малосигнальных цепей, дребезг контактов создают большие проблемы в получении хорошей помехозащищенности и минимума наводок. К тому же они являются источником тресков и щелчков. Для электронных коммутаторов свойственно разделение органов управления и коммутации и разнесение их в пространстве, что предоставляет конструктору большую свободу в компоновке проектируемого аппарата, позволяет приблизить элементы коммутации непосредственно к переключаемым малосигнальным цепям и входам предварительных чувствительных каскадов усилителя, упрощает настройку коммутируемых цепей.

Исполнительные устройства электронных коммутаторов могут быть выполнены как на электромагнитных реле, так и на чисто электронных узлах, построенных на аналоговых переключателях (например, на микросхеме К564КТ3) или мультиплексерах аналоговых сигналов (например, на К564КП1, К564КП2 и т. п.), или на полевых транзисторах. В случае применения электромагнитных реле конструкция получается громоздкой и дорогой, а если используются электронные узлы, возникают проблемы, связанные с прохождением слабых сигналов через нелинейные элементы.

Цепи управления аналоговым переключателем строятся либо на базе механического переключателя, либо на базе цифровых микросхем.

При конструировании селекторов входных сигналов стремятся уменьшить переходные помехи, т. е. просачивание сигнала из од-

ного канала в другой. Для высококачественного звуковоспроизведения достаточно получить затухание переходных помех примерно 50 дБ на частоте 1 кГц. Затухание измеряют как отношение выходного напряжения селектора к выходному напряжению другого, неподключенного канала. Общим показателем качества селектора входных сигналов также является число коммутируемых источников сигналов. Кроме того, каждому типу селектора (механическому или электронному) присущи свои технические характеристики. Они приводятся при описании конкретного устройства.

5.2. Электронный селектор на полевых транзисторах

Рассматриваемый селектор позволяет подключать до четырех источников звуковых программ, его схема достаточно проста, но в то же время параметры селектора соответствуют требованиям, предъявляемым к высококачественной аппаратуре. Принципиальная схема одного канала селектора входных сигналов приведена на рис. 5.1. Он имеет следующие основные параметры:

Число переключаемых входов	4
Максимальная амплитуда коммутируемого сигнала	5 В
Полоса пропускания по уровню ±0,5 дБ	10...70 000 Гц
Коэффициент гармоник в полосе частот 20...20 000 Гц	0,1 %
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	15 мА

Сигнал с одной из розеток XS1—XS4 поступает на переключатель аналоговых сигналов, выполненный на полевых транзисторах VT1—VT4 и микросхеме DA1. Между входным соединителем XS1 и транзистором VT1 включен предусилитель-корректор A1 для магнитного звукоснимателя. Электронным селектором управляют с помощью механического переключателя SA1.

В основе работы селектора лежит свойство полевых транзисторов работать в режиме управляемого напряжением сопротивления. Чтобы подключить нужный источник сигнала (например, со входа «Магнитофон»), затвор транзистора VT4 соединяют с общим проводом, а на затворы остальных транзисторов VT1—VT3 через резисторы R19—R21 подают напряжение —15 В.

Резисторы R15—R18 и конденсаторы C4—C7, находящиеся в цепи управления селектором, вносят некоторую задержку включения, исключающую коммутационные помехи. Входное сопротивление селектора, определяемое резисторами R3—R6, составляет 100 кОм.

При желании число подключаемых к селектору источников звуковых программ мож-

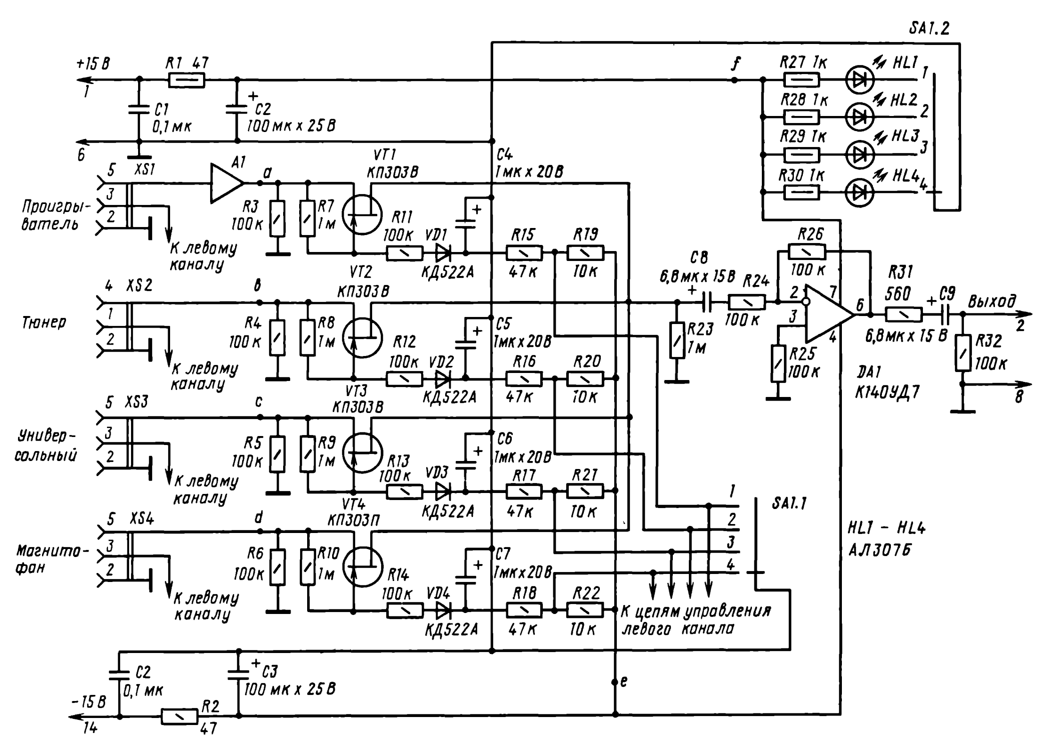


Рис. 5.1. Принципиальная схема электронного селектора на полевых транзисторах

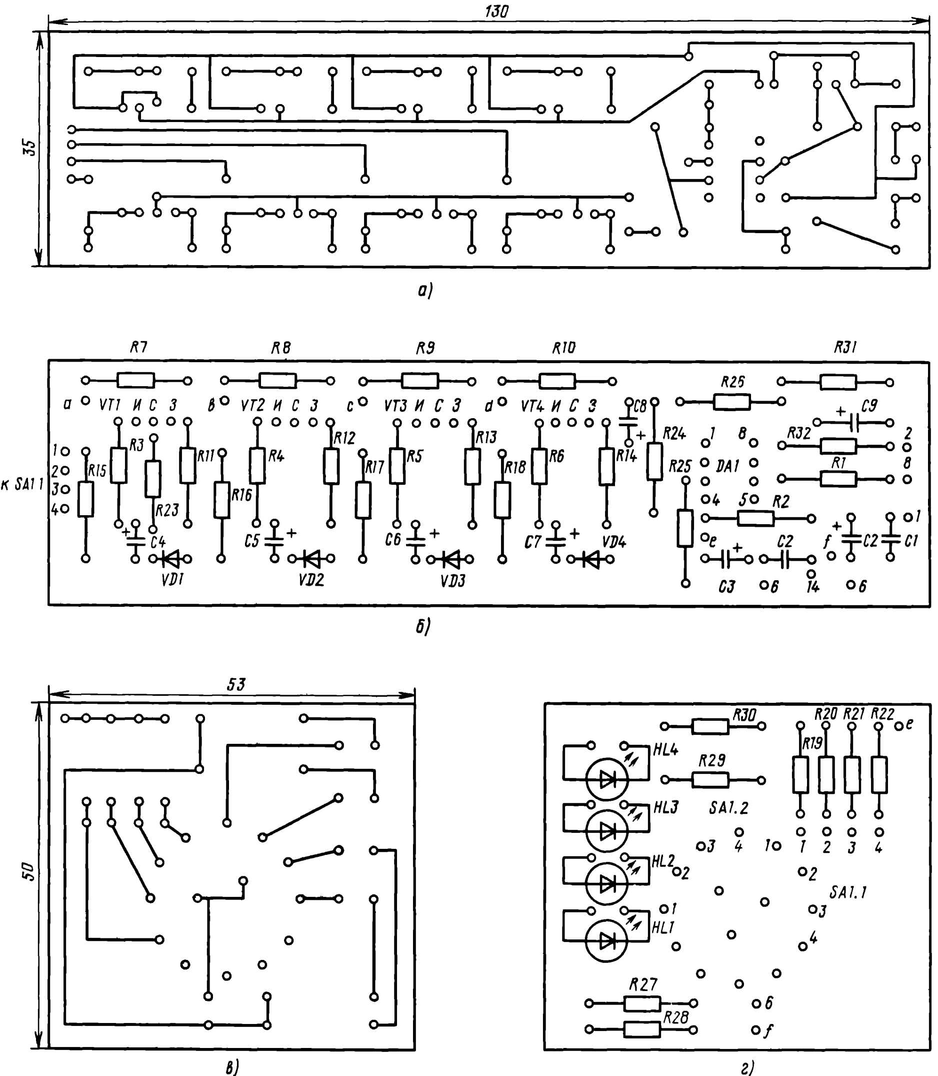


Рис. 5.2. Печатные (а, в) и монтажные (б, г) платы электронного селектора на полевых транзисторах

но увеличить. Для этого необходимо ввести в узел необходимое число звеньев на полевых транзисторах со своими цепями управления. Все стоки транзисторов соединены между собой и нагружены на резистор R23 сопротивлением 1 мОм.

Сигнал, выбранный переключателем SA1, через конденсатор связи C8 поступает на инвертирующий вход ОУ DA1 с коэффициентом передачи, равным единице (определяется соотношением сопротивлений резисторов R24 и R26). Подключенный вход индицируется одним из четырех светодиодов HL1—HL4.

При испытании селектора на него необходимо подать напряжение питания от стабилизированного источника с напряжением ±15 В и током не менее 20 мА. Затем на любой вход, например на XS4, подают входной сигнал с уровнем 200 мВ и частотой 1000 Гц. При этом сигнал на выходе селектора должен быть, только когда переключатель SA1 находится в положении «4». При любых других положениях переключателя сигнал на выходе селектора должен отсутствовать. Аналогично проверяются остальные входы. Уровень входного сигнала частотой 1 000 Гц, подаваемого на вход «Проигрыватель», должен быть 2,4 мВ.

В качестве входных розеток можно использовать пятиконтактные штепсельные соедини-

тели ОНЦ-ВГ-4-5/16-Р или ОНЦ-КГ-4-5/16-Р, предназначенные для печатного монтажа. Для коммутации цепей управления можно применить любой галетный переключатель, например ПГЗ 5П2Н.

Селектор смонтирован на печатных платах (рис. 5.2). Печатная плата, чертеж которой приведен на рис. 5.2, а и 5.2, б, изготовляется для каждого канала отдельно, а на рис. 5.2, в и рис. 5.2, г — одна на оба канала усилителя.

5.3. Селектор на электромагнитных реле

На рис. 5.3 приведена схема одного канала селектора входных сигналов, у которого в качестве исполнительных устройств использованы электромагнитные реле. Селектор позволяет подключить шесть источников звуковых программ (из них два проигрывателя и два магнитофона), вести перезапись с магнитофона на магнитофон или записывать любую из программ на два магнитофона с одновременным ее прослушиванием.

Входные сигналы с розеток XS1—XS6 коммутируют с помощью контактов реле К1—К6. К XS1 подключают проигрыватель с электромагнитной головкой с подвижным магнитом (ММ-головка), АЧХ для которой формируется усилителем-корректором А2. К XS2 присоединяют проигрыватель с головкой, имеющей подвижную катушку (МС-головка), предварительное усиление сигнала с которой обеспечивается узлом А1. К розеткам XS5, XS6 подключают два магнитофона как на запись, так и на воспроизведение. При наличии у них сквозного тракта контакты реле К8, К9 позволяют прослушать через усилитель записываемую программу или уже сделанную запись (так называемый режим «Мониторинг»). Реле К10, К11 коммутируют магнитофоны, позволяя переписывать программы с одного на другой. В этом режиме селектор позволяет прослушивать либо записываемую фонограмму, либо любой из остальных источников входных сигналов, например проигрыватель. С помощью реле К12 можно подключить фильтр верхних частот Z1. Реле К7 соединяет выход предварительного усилителя А3 со следующим узлом с некоторой задержкой, чтобы устранить переходные помехи при включении.

Кнопкой SB1 устанавливают режим работы усилителя «Стерео» или «Моно». При этом резистор R5 уменьшает взаимное влияние каналов при их параллельном включении в режиме «Моно».

Узел управления всеми реле (цифровой переключатель) выполнен на базе цифро-

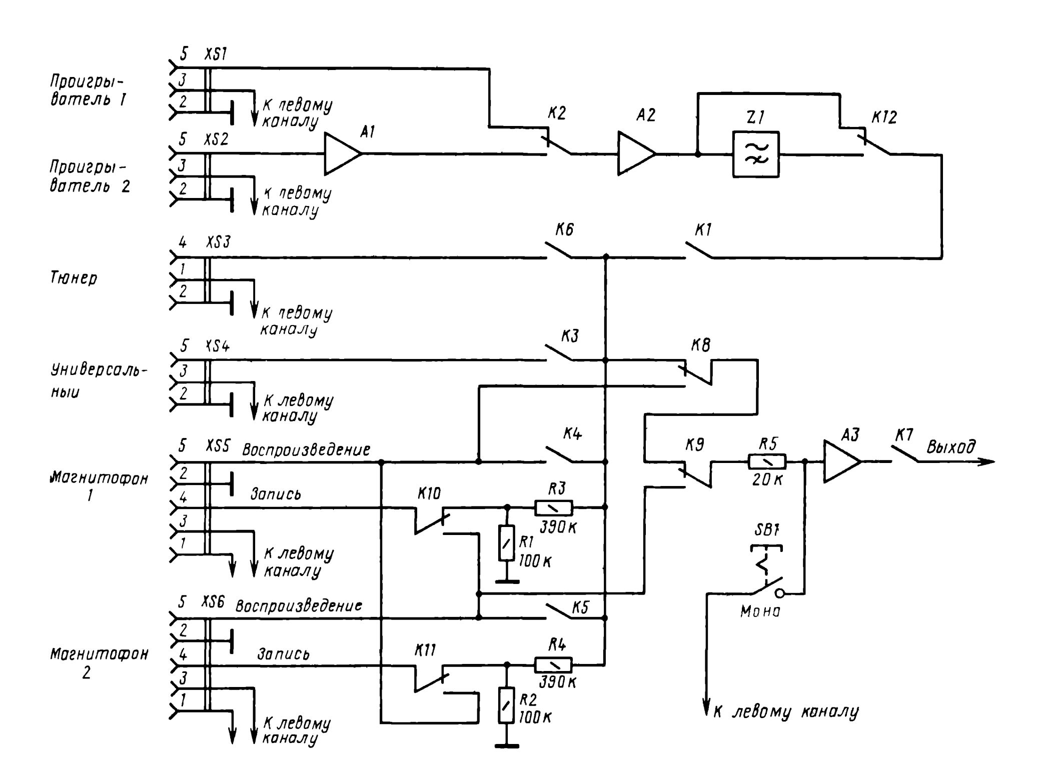
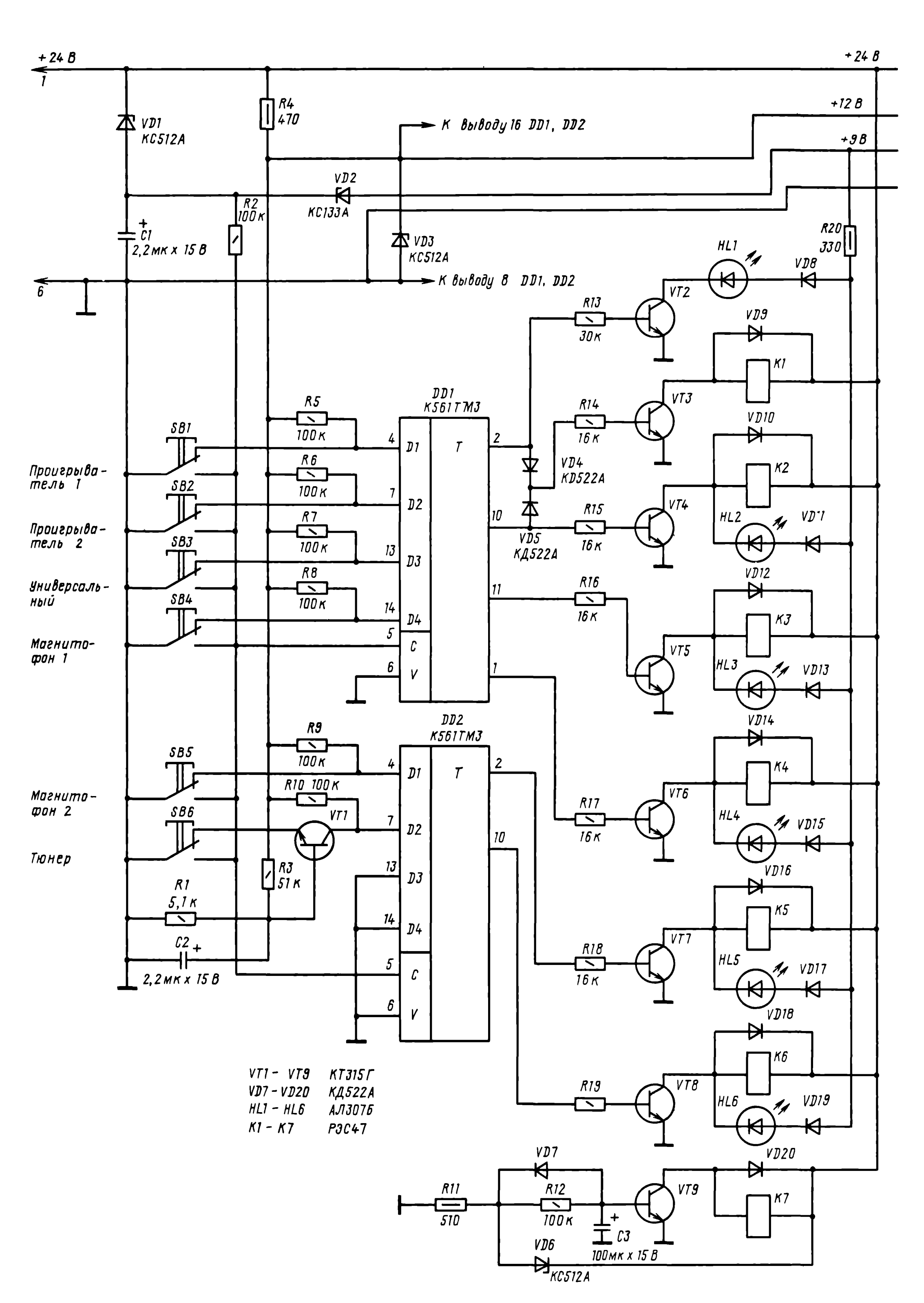


Рис. 5.3. Принципиальная схема селектора на электромагнитных реле


+24 В
1
VD1 КС512А
R4 470
К выводу 16 DD1, DD2
+12 В
+9 В
VD2 КС133А
R2 100к
C1 2,2мк х 15 В
VD3 КС512А
К выводу 8 DD1, DD2
6
R20 330
HL1
VD8
R13 30к
VT2
VD9
K1
VT3
R14 16к
DD1 К561ТМ3
R5 100к
SB1
Проигрыва-тель 1
R6 100к
SB2
Проигрыва-тель 2
R7 100к
SB3
Универсаль-ный
R8 100к
SB4
Магнито-фон 1
VD10
K2
VD4 КД522А
VD5 КД522А
R15 16к
VT4
HL2
R16 16к
VD12
K3
VT5
HL3
VD13
DD2 К561ТМ3
R9 100к
SB5
Магнито-фон 2
R10 100к
VT1
SB6
Тюнер
R3 51к
R1 5,1к
C2 2,2мк х 15 В
VD14
K4
R17 16к
VT6
HL4
VD15
VD16
K5
R18 16к
VT7
HL5
VD17
VD18
K6
R19
VT8
HL6
VD19
VT1 - VT9 КТ315Г
VD7 - VD20 КД522А
HL1 - HL6 АЛ307Б
K1 - K7 РЭС47
VD7
R11 510
R12 100к
C3 100мк х 15 В
VD6 КС512А
VT9
VD20
K7

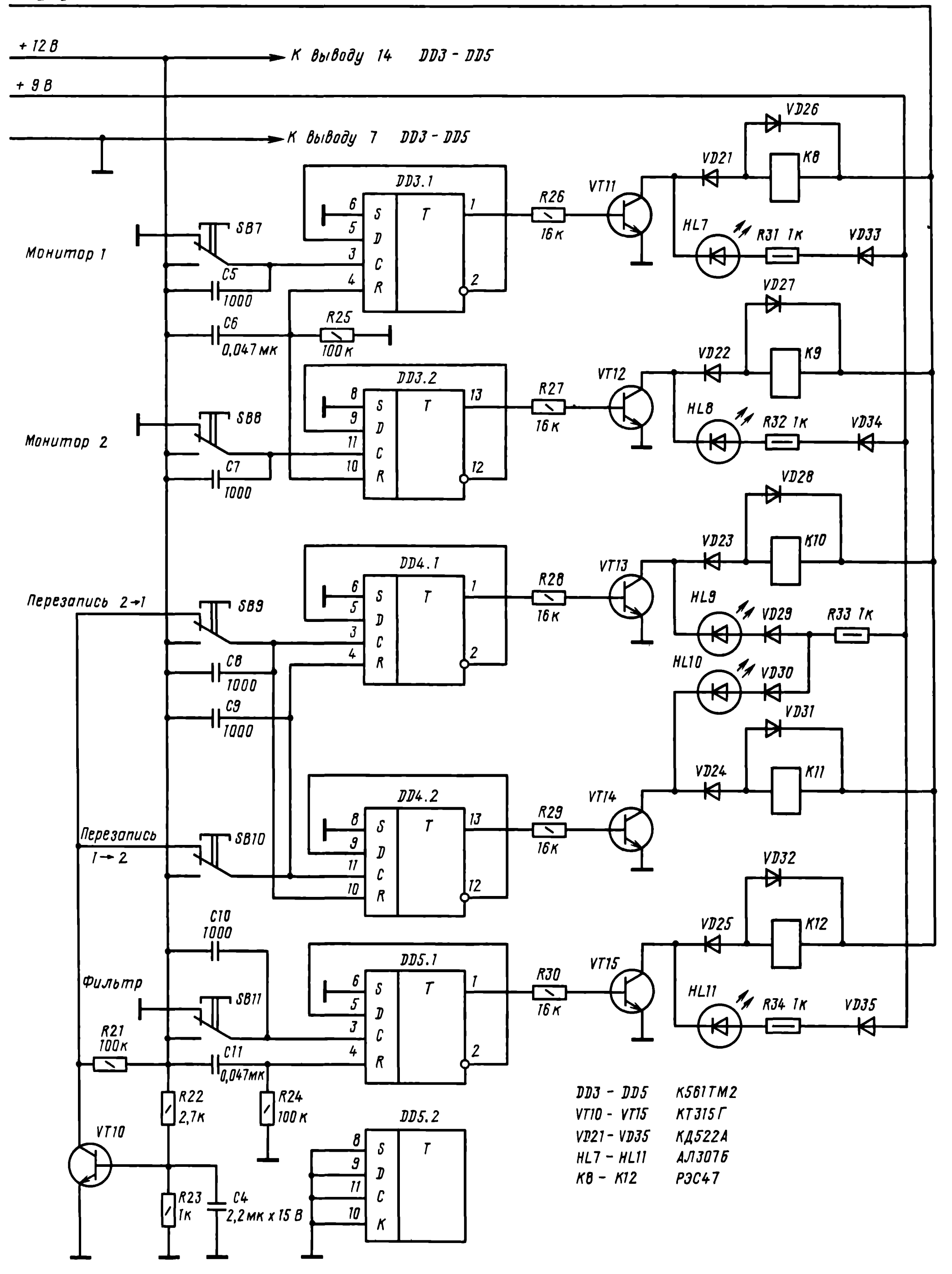


Рис. 5 4. Принципиальная схема управления селектора на электромагнитных реле

вых микросхем МОП-структуры. Схема управления, общая для обоих каналов, показана на рис. 5.4.

Собственно цифровой переключатель управляется механическими кнопками SB1—SB11 (например, типа КМ-1). Переключением входных сигналов управляют цифровым переключателем с зависимой фиксацией, выполненным на микросхемах DD1, DD2. Первоначально при включении усилителя все D-триггеры микросхем DD1, DD2 (кроме одного, относящегося к каналу «Тюнер») устанавливаются в нулевое состояние, поскольку переключатели SB1—SB5 в ненажатом состоянии соединяют входы D с земляной шиной. Транзистор VT1 закрыт и на вывод 7 микросхемы DD2 через резистор R10 поступает напряжение высокого уровня (уровень логической «1»). При этом на выводе 10 DD2 также будет напряжение высокого уровня. Транзистор VT8 открывается, срабатывает реле K6, которое своими контактами подсоединяет вход «Тюнер» (см. рис. 5.3) к усилителю.

По истечении некоторого времени задержки, определяемого временем зарядки конденсатора C2 через резистор R3, транзистор VT1 открывается и переключатель входов, находясь в положении «Тюнер», готов к работе. Теперь нажатие любой из кнопок SB1—SB6 приводит к установке соответствующего триггера в единичное состояние и остальных в нулевое.

На транзисторе VT9 и реле K7 выполнен узел задержки подключения предварительного усилителя к выходу. Время задержки, необходимое для устранения помех в виде щелчков от перезарядки переходных конденсаторов усилителя, определяется номиналами элементов R12, C3.

На микросхеме DD3 собран переключатель с независимой фиксацией, позволяющий реализовать режим «Мониторинг» для магнитофонов 1 и 2. При включении усилителя триггеры DD3.1 и DD3.2 принимают нулевое состояние. Если нажать любую из кнопок SB7 или SB8, соответствующий триггер переходит в единичное состояние. При этом открывается транзистор VT11 или VT12 и срабатывает реле K8 или K9. Повторное нажатие любой из кнопок SB7 или SB8 вызывает вновь переключение соответствующего триггера, закрывание транзистора и отключение реле.

На микросхеме DD4 выполнен переключатель с зависимой фиксацией, позволяющий осуществить режим перезаписи с магнитофона на магнитофон. При включении усилителя оба триггера устанавливаются в нулевое состояние через резистор R21. Транзистор VT10 при этом закрыт. Через время, определяемое цепью R22, C4, транзистор VT10 открывается и переключатель готов к работе. Теперь при нажатии, например, кнопки SB9 триггер DD4.1 переходит в единичное состояние, транзистор VT13 открывается и срабатывает реле K10. Если же теперь нажать кнопку SB10, то в единичное состояние перейдет триггер DD4.2, а триггер DD4.1 возвратится в исходное состояние.

На микросхеме DD5 собран переключатель с независимой фиксацией, позволяющий при необходимости подсоединить фильтр верхних частот Z1. Этот переключатель работает аналогично выполненному на микросхеме DD3.

Светодиоды H1—HL11 индицируют режимы работы селектора. В качестве исполнительного устройства использовано реле РЭС47 (паспорт РФ4.500.407—02).

Конструктивно селектор на электромагнитных реле выполнен методом объемного монтажа. Реле установлены в непосредственной близости от коммутируемых цепей.

Глава 6
НОРМИРУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

6.1. Общие сведения

Номинальное выходное напряжение источников звуковых программ, таких как магнитофон или тюнер, составляет около 200 мВ. Таким же обычно делают и выходное напряжение микрофонного усилителя и предусилителя-корректора. Проходя через цепи регулировок громкости и баланса, оно, как правило, несколько уменьшается. Вместе с тем номинальное входное напряжение таких узлов усилителя, как регуляторы тембра, квадрапреобразователи, усилители мощности, обычно выбирают около 800 мВ.

Для согласования источников звуковых программ со входами предвыходных и выходных каскадов усилителя ЗЧ применяют нормирующие усилители. К основным его техническим показателям относятся: входное и выходное сопротивления, коэффициент усиления, перегрузочная способность, линейные и нелинейные искажения, отношение сигнал-шум, динамический диапазон, стабильность показателей. Нормирующий усилитель имеет плоскую АЧХ в диапазоне рабочих частот. Он часто является первым каскадом в тракте усилителя ЗЧ, поэтому его шумовые свойства существенно влияют на достижимый динамический диапазон всего усилителя в целом. Из-за этого здесь применяют специальные микросхемы или малошумящие транзисторы, используемые в предусилителе-корректоре или микрофонном усилителе. Можно выполнить этот каскад и на малошумящих ОУ.

6.2. Простой нормирующий усилитель

Описываемый нормирующий усилитель имеет следующие основные технические характеристики:

Входное номинальное напряжение	0,1 В
Входное максимальное напряжение	1,8 В
Выходное максимальное напряжение	14 В
Перегрузочная способность, не менее	25 дБ
Коэффициент гармоник, не более	0,07 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	75 дБ
Номинальный диапазон частот	10...50 000 Гц
Напряжение питания	±24 В
Ток потребления	10 мА

Схема нормирующего усилителя показана на рис. 6.1. Он состоит из входного каскада на транзисторе VT1 и выходного — на транзисторах VT2, VT3.

Базовая цепь входного каскада для улучшения стабильности питается от делителя R4, VD1, VD2. Активная коллекторная нагрузка транзистора VT2 выходного каскада в виде источника постоянного тока (на транзисторе VT3) улучшает линейность АЧХ и уменьшает нелинейные искажения по сравнению с обычной резистивной нагрузкой. Усилитель охвачен цепью ООС с элементами R8, R9, C7. Усиление узла определяется соотношением сопротивлений резисторов R9 и R8 и при необходимости может быть изменено включением резистора R8 другого номинала. Использование в усилителе источника питания со сравнительно высоким напряжением (±24 В) и активной коллекторной нагрузки позволяет добиться от узла большого запаса по перегрузке (выходная амплитуда напряжения имеет двойной размах около 40 В).

Конденсаторы C3 и C9 обеспечивают развязку по постоянному току. Фильтры R1C4 и R2C5 уменьшают влияние пульсаций напряжения источника питания.

Налаживание усилителя заключается в получении (подбором резистора R8) необходимого коэффициента усиления узла.

6.3. Нормирующий усилитель на пяти транзисторах

Очень просто получить требуемые технические характеристики, применив в нормирующем усилителе малошумящий ОУ в интегральном исполнении. Но из-за его дефицита и сравнительно малой доступности для широкой массы радиолюбителей можно воспользоваться заменой такого ОУ аналогом, выполненным на дискретных элементах. Такой аналог ОУ позволяет применить его также в корректорах, активных фильтрах,

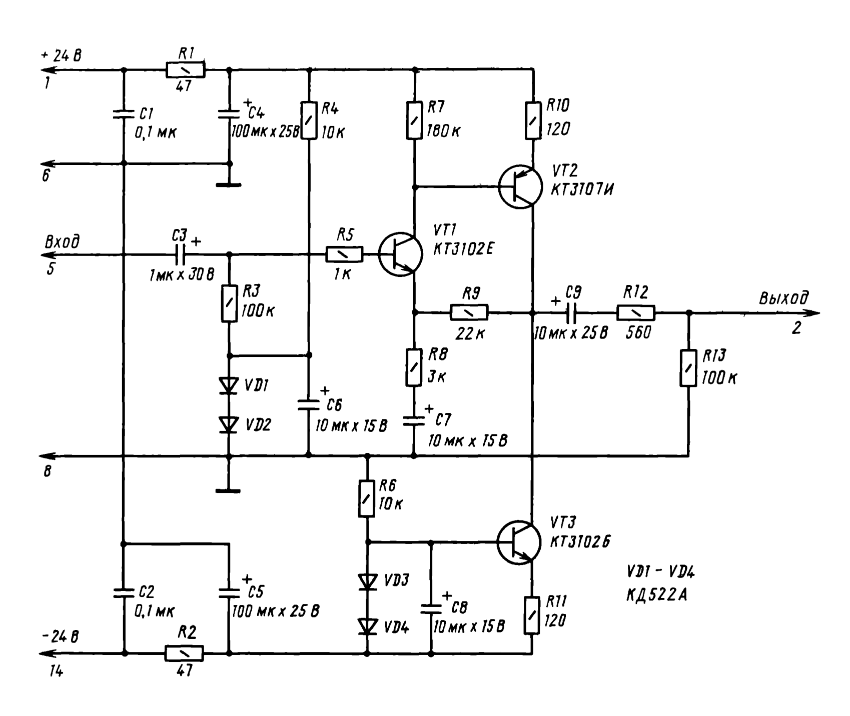


Рис. 6.1. Принципиальная схема простого нормирующего усилителя

регуляторах тембра и т. п., заменяя собой микросхемы общего применения К153УД1, К140УД7.

Нормирующий усилитель с аналогом ОУ (рис. 6.2) имеет следующие основные технические характеристики:

Входное номинальное напряжение	0,1 В
Входное максимальное напряжение	1 В
Выходное максимальное напряжение	8 В
Перегрузочная способность, не менее	20 дБ
Коэффициент гармоник, не более	0,05 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	75 дБ
Номинальный диапазон частот	10...70 000 Гц
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	4 мА

Входной каскад нормирующего усилителя представляет собой дифференциальный усилитель на транзисторах VT1 и VT3 с источником тока на транзисторе VT2. Коллекторный ток входных транзисторов, чтобы получить минимальный уровень шума, устанавливают примерно равным 75 мкА. Выходной каскад на транзисторе VT4 для того, чтобы обеспечить максимальное усиление и увеличить линейность АЧХ, содержит источник тока на транзисторе VT5. Весь усилитель охвачен частотно-независимой в рабочем диапазоне частот цепью ООС С6, R7, R9.

Соотношение сопротивлений резисторов R7 и R9 определяет коэффициент усиления узла. Входное сопротивление нормирующего усилителя задается резистором R3. Конденсаторы С3 и С7 обеспечивают развязку по постоянному току на входе и выходе узла. Настройка усилителя, как и в предыдущем случае, состоит в установке необходимого коэффициента усиления подбором резистора R7.

6.4. Высококачественный нормирующий усилитель

Как было отмечено, получить более качественные показатели при отсутствии специализированных микросхем можно, если собрать функциональные узлы усилителя на дискретных компонентах, основываясь на схемотехнике ОУ. По схемам, описанным в предыдущих разделах, усилитель можно выполнить, изменив цепи ООС и нормирующие усилители. Здесь приведено описание еще одной схемы ОУ на дискретных компонентах, использованной для нормирующего усилителя, обладающего следующими основными техническими характеристиками:

Входное номинальное напряжение	0,1 В
Входное максимальное напряжение	1,8 В
Выходное максимальное напряжение	14 В
Перегрузочная способность, не менее	25 дБ
Коэффициент гармоник, не более	0,01 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	78 дБ
Номинальный диапазон частот	10...100 000 Гц
Напряжение питания	±24 В
Ток потребления	15 мА

Схема нормирующего усилителя, приведенная на рис. 6.3, сложная, так как требуемые характеристики здесь достаточно высокие: гармонические искажения гораздо ниже 0,01 % при выходном напряжении

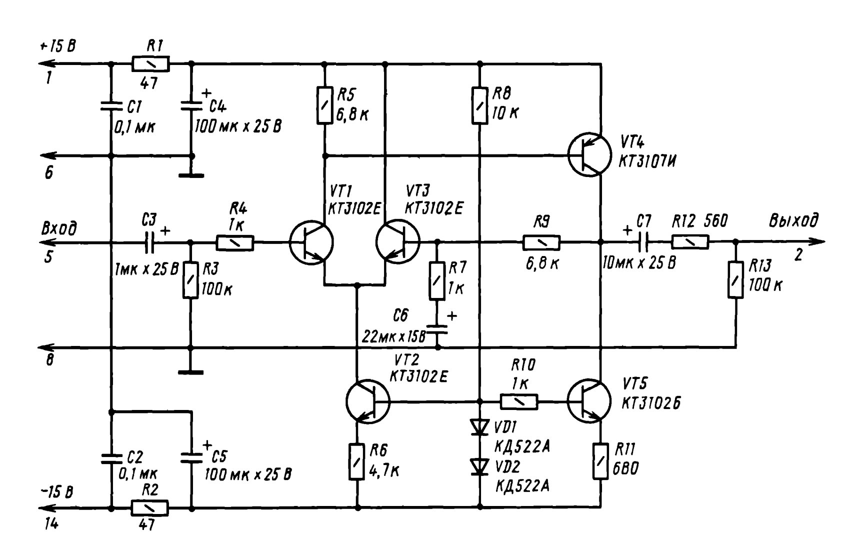


Рис. 6.2. Принципиальная схема нормирующего усилителя на пяти транзисторах

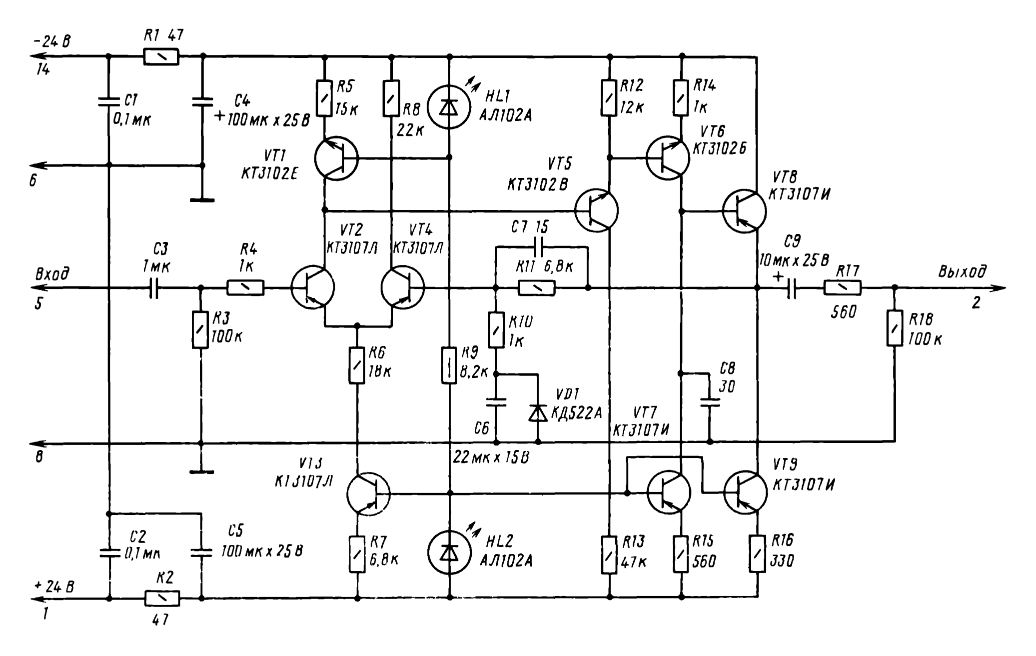


Рис. 6.3. Принципиальная схема высококачественного нормирующего усилителя

14 В, что на 25 дБ выше номинального уровня.

Входной каскад усилителя состоит из дифференциального усилителя (на транзисторах VT2 и VT4), в котором для улучшения параметров используются источники тока на транзисторах VT1 и VT3. Коллекторный ток каскада оптимизирован, чтобы иметь хорошую шумовую характеристику. Кроме того, в качестве входных использованы транзисторы структуры p-n-p типа, имеющие меньшее объемное сопротивление базы по сравнению с транзисторами структуры n-p-n. Эмиттерный повторитель на транзисторе VT5 согласует входной каскад с последующей частью узла.

Основное усиление обеспечивает каскад на транзисторе VT6, в котором, чтобы получить максимальное усиление при минимальных искажениях, применяется источник тока на транзисторе VT7. Выходной эмиттерный повторитель на транзисторе VT8 с активной нагрузкой на транзисторе VT9 устраняет влияние нагрузки на параметры нормирующего усилителя. Для улучшения температурной стабильности узла в качестве образцов источников напряжения используются светодиоды HL1 и HL2. Диод VD1 защищает конденсатор C6 от положительного напряжения. Цепь ООС C6, R10, R11, охватывающая усилитель, обеспечивает его необходимый коэффициент усиления. Конденсаторы C7 и C8 предотвращают самовозбуждение нормирующего усилителя.

Налаживание усилителя заключается в установке необходимого коэффициента усиления подбором резистора R10.

Глава 7

ШУМОПОДАВИТЕЛИ

7.1. Общие сведения

При прослушивании программ нередко при малых уровнях сигнала, и особенно в паузах музыкального произведения, заметен мешающий шум. Чтобы расширить динамический диапазон и уменьшить шумы при воспроизведении, конструкторы создают различные системы шумоподавления. Известные системы шумоподавления можно разделить на два вида. К первому относятся системы с однократным воздействием на сигнал, т. е. работающие только при воспроизведении, к второму — требующие предварительной обработки сигнала при записи и последующем воздействии при воспроизведении.

К шумоподавителям первого вида относятся устройства понижения шума в паузах, так называемые пороговые шумоподавители, и устройства с использованием управляемых фильтров — динамические шумоподавители. Типичными их представителями являются пороговый шумоподавитель NED фирма Panasonic и шумоподавитель DNL, предложенный фирмой Philips [10]. К ним же относится также эффективная отечественная система динамического шумопонижения «Маяк» [11]. Основной недостаток этих устройств — частичное подавление полезного сигнала — связан с принципом их работы.

Гораздо более эффективными, но зато более сложными, являются компандерные устройства, относящиеся к второму виду систем шумоподавления. Это применяемые в бытовой звукотехнике системы Dolby (A, B, C), ANRS, High Come и др. [12]. Они позволяют значительно снизить шум без ущерба для исходного сигнала. Но из-за того, что при их применении необходима двукратная обработка сигнала, такие системы, как правило, используют в устройствах магнитной записи.

В усилителях ЗЧ целесообразно применять шумоподавители первого вида — пороговые и динамические. В простейшем же случае, чтобы снизить шум, полосу пропускания ограничивают фильтром НЧ (частота среза 5...7 кГц) и регулятором тембра. Так как шумоподавитель вносит заметный вклад в нелинейные искажения всего усилительного тракта и ухудшает его динамические характеристики, то, когда воспроизводят звуковые программы с качественных носителей информации, шумоподавитель следует исключить из тракта прохождения сигнала. Для этого в усилителе предусматривают специальный переключатель (S6 на рис. 1.2).

Практические схемы рассмотренных шумоподавителей описаны в [1]. Отдельную задачу представляет уменьшение помехи при проигрывании грампластинок. Имеются технические решения [13], позволяющие избавиться от специфических шумов грампластинок: гула (из-за вибраций рекордера при нарезании канавки записи на лаковом диске), потрескивания, шипения и т. п., возрастающих по мере ее износа и загрязнения.

Особое место занимает борьба с импульсными помехами.

При неаккуратном обращении с грампластинками на них нередко появляются царапины, которые при воспроизведении вызывают помехи в виде щелчков, что портит впечатление от, в основном, хороших записей. Проблема при создании электронной системы подавления таких помех заключается в том, что нет такого понятия, как стандартная ширина царапины. Из этого следует, что неизвестно, на какое время нужно прекращать подачу сигнала на усилитель.

Многочисленные измерения [14], в том числе на пластинке, специально поцарапанной для эксперимента, показали, что длительность импульсной помехи составляет 0,3...7 мс. Большинство относительно слабых щелчков, вызванных наличием пыли в канавке грампластинки или повреждениями канавки от прослушивания запыленной грампластинки, проявляются в виде импульсов длительностью от 0,3 до 1 мс. Такие помехи доставляют меньше неприятностей, чем царапины, импульсы от которых имеют длительность от 2 до 7 мс или даже иногда больше.

При прерывании передачи сигнала на время импульсной помехи возникает вопрос, что должно быть в этот момент на выходе. Если длительность прерывания составляла бы, например, 0,3 мс, то можно было оставить сигнал на прежнем уровне. Но если длительность прерывания увеличить до 8 мс, чтобы можно было подавлять щелчки от самых широких царапин, мало вероятно, что уровень сигнала останется тем же. При этом неизвестно, будет ли это лучше, чем выключение сигнала вообще.

Очевидно, очень сложно полностью подавить помехи, если не создавать систему подавления, рассчитанную на очень узкий класс дефектов. Далее приводится описание подавителя импульсных помех, хорошо зарекомендовавшего себя на практике.

7.2. Подавитель импульсных помех при проигрывании грампластинок

Схема подавителя импульсных помех показана на рис. 7.1. Он имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальное входное напряжение	0,8 В
Максимальное входное напряжение	10 В
Коэффициент передачи в полосе передачи	1
Перегрузочная способность, не менее	22 дБ
Коэффициент гармоник, не более	0,03 %
Длительность подавляющих импульсов	10 мс
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	40 мА

Тракт прохождения сигнала образован микросхемами DA3 и DA4, включенными по схеме инвертирующих повторителей, и аналоговыми ключами на полевых транзисторах VT1 и VT2.

Полевые транзисторы находятся в цепи входного делителя, а так как уровень сигнала небольшой, то при таком включении полевых транзисторов вносимые ими искажения очень малы. Небольшая нелинейность сопротивления исток-сток полевого транзистора компенсируется резистором R8 (R10 в другом канале). Коэффициент гармоник при этом имеет значение около 0,02 % на средних частотах при входном напряжении около 10 В.

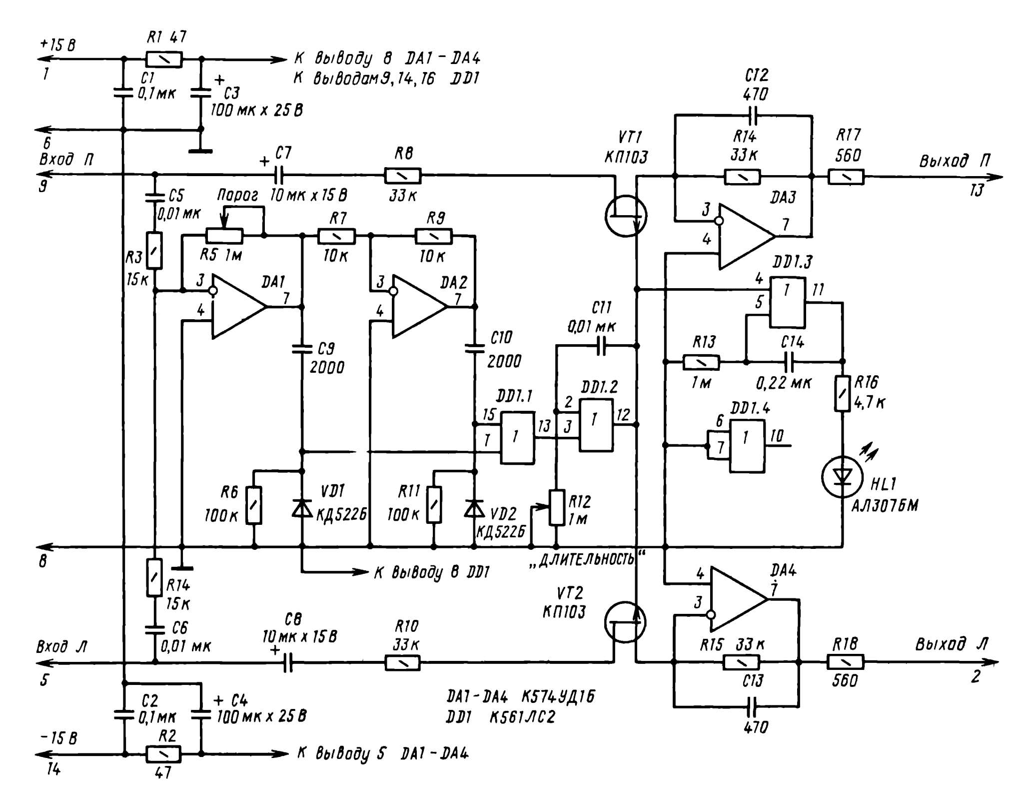


Рис. 7.1. Принципиальная схема подавителя импульсных помех при проигрывании грампластинок

Входные сигналы каналов проходят через дифференцирующие цепи C5, R3 и C6, R4 на вход смешивающего каскада на микросхеме DA1 в канале управления ключевыми транзисторами. Сигнал с выхода микросхемы DA1 вновь дифференцируется и выпрямляется диодом DA1. Так как полярность импульсной помехи неизвестна, сигнал с выхода смешивающего каскада подается на инвертирующий повторитель на микросхеме DA2, на выходе которого имеется аналогичная дифференцирующая цепь и выпрямитель на диоде VD2. Сигналы с выходов выпрямителей поступают на вход цифровой КМОП интегральной схемы DD1.1 («ИЛИ»), где логически суммируются и подаются на ждущий мультивибратор (элемент DD1.2). С приходом импульса помехи на выходе мультивибратора формируется импульс положительной полярности, длительность которого определяется постоянной времени цепи R12, C11. Этот импульс поступает на затворы полевых транзисторов VT1 и VT2, так как мало вероятно, что может быть поврежден только один канал. При желании легко сделать аналогичное устройство с двумя абсолютно независимыми каналами. Длительность импульса управления устанавливают резистором R12.

Конденсатор C12 (C13) в тракте сигнала запоминает уровень входного сигнала, который был в момент размыкания ключа на полевом транзисторе. Постоянная времени хранения входного сигнала составляет несколько миллисекунд, что позволяет успешно подавлять короткие импульсы от щелчков. Порог срабатывания системы обнаружения помехи регулируют резистором R5 таким образом, чтобы она пропускала входной импульс помехи.

На элементе DD1.3 выполнен узел управления светодиодом HL1, индицирующим работу системы. Чтобы вспышки светодиода не были слишком короткими, мультивибратор вырабатывает импульсы длительностью 200 мс. Узел индикации также позволяет убедиться, что система подавления не срабатывает в ненужные моменты.

Налаживание подавителя импульсных помех заключается в следующем. Подстроечным резистором R12 устанавливают длительность импульсов ждущего мультивибратора на элементе DD1.2, равной 8 мс, а резистором R5 выбирают необходимый порог срабатывания подавителя.

При правильной настройке устройства прослушивание грампластинки с царапинами произвольной ширины происходит с замет-

ным улучшением качества воспроизведения. Например, при громкости, установленной так, что пиковая мощность сигнала не превышает 1...3 Вт, царапины на грампластинке могут вызвать появление импульсов мощностью 10...30 Вт. Несмотря на короткую длительность помех, их наличие очень неприятно. Когда используется система подавления импульсных помех, их пиковая мощность не будет превышать 1 Вт и щелчки при этом практически не слышны.

Используя подавитель импульсных помех при проигрывании бездефектных, но запыленных грампластинок, можно избавиться от небольших потрескиваний и щелчков, вызванных частичками пыли. Длительность импульсов, соответствующих этим потрескиваниям, составляет 0,3...1 мс. Резистором R12 устанавливают необходимую длительность импульсов ждущего мультивибратора (примерно равную 1 мс). Для выделения коротких импульсов необходимо изменить также постоянную времени цепи обнаружения (C5, C6—0,22 мкФ, R3, R4—2,2 кОм; C9, C10—1 000 пФ; R6, R11—47 кОм). К сожалению, значительная часть этих импульсов, заметных на слух, имеет относительно небольшую амплитуду и их эффективное подавление связано с потерей части полезного сигнала.

Таким образом, описанное устройство улучшает звучание поцарапанных грампластинок, но не исключает необходимости очищения грампластинки от пыли. Однако если масса головки будет около 2 г, то при использовании этой системы подавления запыленная грампластинка будет звучать лучше, чем при массе головки 1 г. Подавитель импульсных помех следует включать сразу после нормирующего усилителя. Если планируется использовать его только при воспроизведении грампластинок, то подавитель включают непосредственно за усилителем-корректором.

Глава 8
ФИЛЬТРЫ

8.1. Общие сведения

Частотная характеристика высококачественных усилителей ЗЧ составляет от единиц герц до сот килогерц, что обеспечивает очень малые линейные искажения. Но это же обстоятельство способствует таким нежелательным явлениям, как прохождение помех от близлежащих радиостанций, усиление гармоник ограниченного сигнала и остаточных напряжений усилителя ПЧ приемника, помех от вибраций двигателя электрофона, напряжения фона от сети и т. п. Поэтому необходимо, чтобы полезный сигнал, проходящий через высококачественный звуковоспроизводящий тракт, был очищен от всех сопутствующих помех.

Для этой цели в состав звуковоспроизводящего тракта вводятся специальные фильтры нижних (ФНЧ) и верхних (ФВЧ) частот. Их задача — обеспечить эффективное подавление составляющих фона, шумов и паразитных сигналов в той части диапазона, где отсутствуют составляющие полезного сигнала.

К важнейшим показателям, характеризующим свойства фильтров, как и других функциональных узлов звуковоспроизводящего тракта, относятся: величина, характеризующая способность фильтра усиливать сигнал; степень вносимых фильтром искажений; динамический диапазон; входные и выходные данные.

Фильтры характеризуются параметрами, аналогичными принятым для микрофонных усилителей. И, кроме того, еще двумя специфическими показателями — частотой среза и крутизной спада АЧХ.

Частота среза [Гц]—точка перегиба АЧХ фильтра, в которой коэффициент передачи изменяется на 3 дБ. Для фильтров, построенных на однозвенных RC-цепях: $f_{ср} = 1/(2\pi RC)$.

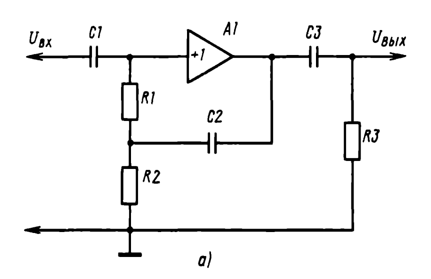
Крутизна спада АЧХ характеризует скорость спада АЧХ фильтра от точки перегиба. Обычно она измеряется в децибелах на октаву.

Амплитуда на выходе RC-фильтра убывает от точки перегиба пропорционально $1/f$. Поэтому в пределах одной октавы (соответствует изменению частоты вдвое) она уменьшается вдвое, т. е. RC-фильтр обеспечивает крутизну спада АЧХ 6 дБ на октаву. Если последовательно включить два RC-звена, крутизна возрастает до 12 дБ на октаву, если три — до 18 и т. д. Однако это справедливо при условии, когда реактивная составляющая полного выходного сопротивления каждого RC-звена равна нулю, а входного— бесконечности.

Один из способов устранения взаимного влияния каскадов состоит в том, чтобы каждый последующий каскад имел значительно большее полное входное сопротивление, чем предыдущий. Еще эффективнее использовать в качестве межкаскадных буферов активные фильтры на транзисторах или ОУ.

В технике высококачественного звуковоспроизведения применяются ФНЧ и ФВЧ, как правило, не выше четвертого порядка. При этом фильтры третьего и четвертого порядков для упрощения расчетов и налаживания составляют из звеньев первого и второго порядков.

Наиболее распространенным типом фильтра в технике звуковоспроизведения являются фильтры Баттерворта, имеющие максималь-



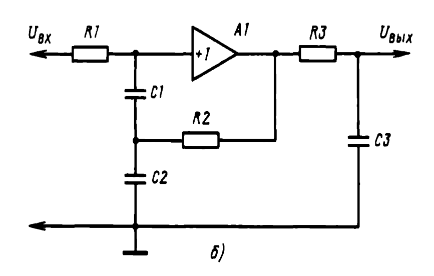


Рис. 8.1. Схема звеньев ФВЧ (а) и ФНЧ (б)

но плоскую АЧХ в полосе прозрачности, и фильтры Чебышева, обеспечиваюшие более крутой спад АЧХ за границей полосы прозрачности. Однако фильтры Чебышева вносят нежелательные равноволновые колебания АЧХ в полосе прозрачности. Из-за повышенной чувствительности слуха к частотным искажениям в области средних частот применяют фильтры Чебышева только с небольшими колебаниями АЧХ, не превышающими $\pm 0{,}5$ дБ.

Чтобы упростить звенья фильтров второго и выше порядка, в них используют, например, пассивные LCR-контуры, активные фильтры с генераторами и конверторами отрицательного сопротивления.

Одной из наиболее удачных и широко применяемых реализаций фильтров третьего порядка является фильтр Саллена—Ки, который строится на неинвертирующих повторителях. Схемы звеньев ФВЧ и ФНЧ третьего порядка приведены соответственно на рис. 8.1.

Элементы первого фильтра можно рассчитать по формулам:

$$y = R_1/R_2,\ C_1 = 10^6/[2\pi f_0 R_2 (1+y)Q],$$

$$C_2 = C_1 Q^2 (1+y)^2/y,$$

$$C_3 = 10^6/(2\pi f_0 R_3 Q);$$

элементы второго фильтра

$$y = C_2 / C_1,\ C_1 = 10^6 / [2\pi f_0 R_2 (1+y)Q],$$

$$C_2 = R_2 Q^2 (1+y)^2/y,\ C_3 = 10\ Q/(2\pi f_0 R_3),$$

где C_1, C_2, C_3 — емкости конденсаторов, мкФ; f_0—частота среза, Гц; Q—добротность фильтра; R_1, R_3, R_3 — сопротивления резисторов, Ом.

Приведенные формулы справедливы при условии, что усилитель A1 является идеальным неинвертирующим, имеет единичное усиление, высокое входное и низкое выходное сопротивления. Этим условиям хорошо удовлетворяют современные ОУ.

Расчеты по этим формулам удобно вести, если задаться значениями Q и коэффициента y, а затем проверить, можно ли получить требуемую частоту среза при выбранных R и C. Если нет, то при следующей попытке берут другое значение y.

8.2. Активные фильтры на транзисторах

Как отмечалось, пассивные RC-фильтры имеют значительное затухание, малую крутизну спада АЧХ, а сама АЧХ зависит от внутреннего сопротивления источника сигнала и нагрузки в пределах полосы пропускания. Чтобы улучшить параметры RC-фильтров, к ним присоединяют активные элементы — транзисторы или ОУ, работающие в простейшем случае как повторители. Так как повторитель не меняет фазы входного сигнала, то пассивное RC-звено включают в цепь ПОС. Этим частично компенсируют потери сигнала и повышают крутизну спада АЧХ всего фильтра.

Емкости конденсаторов в активных фильтрах сравнительно небольшие даже на очень низких частотах, вследствие чего конструкция активных фильтров получается весьма компактной.

Простой ФВЧ на транзисторах, используемый как рокот-фильтр (рис. 8.2), имеет следующие основные технические характеристики:

Входное напряжение:	
номинальное	0,2 В
максимальное	8 В
Выходное напряжение:	
номинальное	0,19 В
максимальное	7,6 В
Коэффициент передачи	0,95
Перегрузочная способность, не менее	32 дБ
Частота среза	20 Гц
Крутизна спада АЧХ	18 дБ на октаву
Коэффициент гармоник, не более	0,05 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	70 дБ
Напряжение питания	40 В
Ток потребления	7 мА

Он представляет собой трехполосный фильтр Баттерворта верхних частот. Такой фильтр обладает максимально плоской АЧХ в пределах полосы пропускания. На частоте 10 Гц сигнал ослабляется более чем на 14 дБ. В качестве активного элемента в фильтре используется эмиттерный повторитель на транзисторе VT1 с источником тока на транзисторе VT2 в качестве нагрузки. Такое построение обеспечивает высокую линейность. Общие гармонические искажения

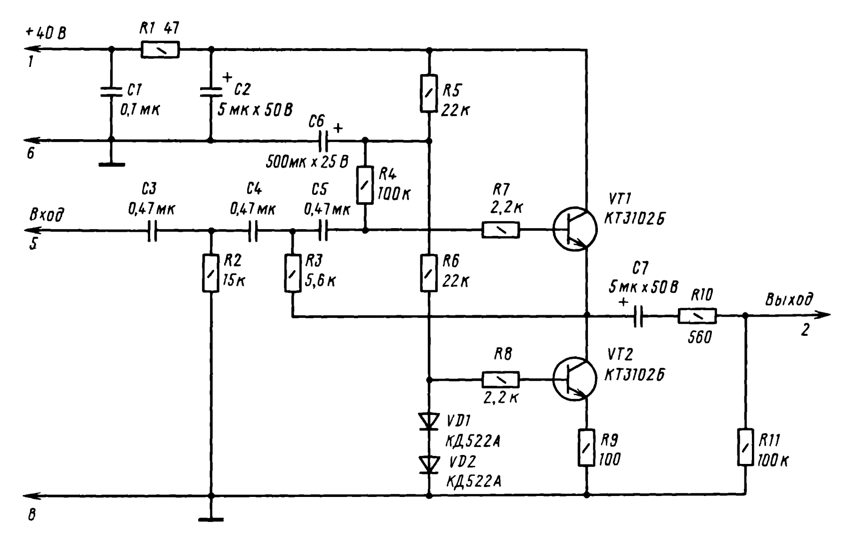


Рис. 8 2. Принципиальная схема активного рокот-фильтра на транзисторах

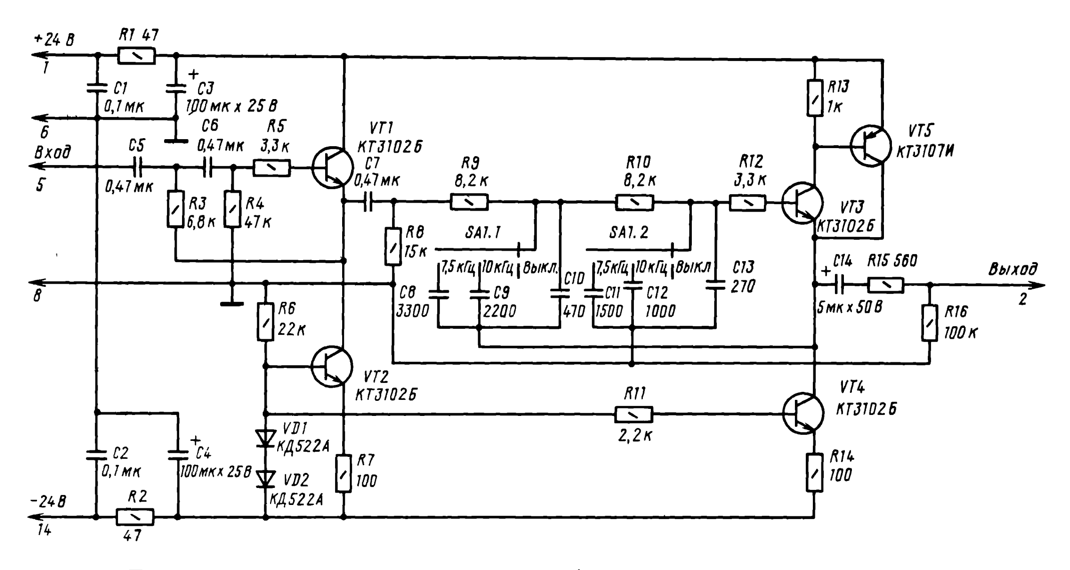


Рис. 8.3. Принципиальная схема полосового активного фильтра на транзисторах

фильтра при выходном напряжении 6 В не превышает 0,01 % в полосе частот 1... ...10 кГц.

Точность элементов, входящих в фильтр (С3—С5, R2—R4) должна быть не хуже 5 %.

На рис. 8.3 приведена схема еще одного активного фильтра на транзисторах, в состав которого входят ФНЧ и ФВЧ. Фильтр второго порядка здесь имеет переключаемую частоту среза, фильтр третьего порядка—фиксированную. Фильтр верхних частот ослабляет инфразвуковые колебания, производимые короблеными грампластинками, ФНЧ уменьшает помехи от царапин, щелчков на изношенных грампластинках и других источников сигналов с повышенным уровнем шума.

Фильтр обладает следующими основными техническими характеристиками:

Входное напряжение:
- номинальное . . . . . . 0,2 В
- максимальное . . . . . 12 В

Выходное напряжение:
- номинальное . . . . . . 0,19 В
- максимальное . . . . . 11,4 В

Коэффициент передачи . . . 0,95

Перегрузочная способность, не менее . . . . 36 дБ

частота среза	20 Гц; 7,5 кГц; 10 кГц
Крутизна спада АЧХ	12 дБ на октаву
Коэффициент гармоник, не более	0,02 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	70 дБ
Напряжение питания	±24 В
Ток потребления . . . . . . 15 мА	

Фильтр высоких частот представляет собой фильтр Баттерфорта с ослаблением более чем 17 дБ на частоте 10 Гц. Фильтр нижних частот содержит переключатель частоты среза на 7,5 и 10 кГц. Эти частоты были выбраны после прослушивания множества записей с различной степенью повреждения и износа. Фильтр на 10 кГц имеет относительно малозаметный эффект, смягчающий высшие частоты на записях, которые незначительно изношены или качество которых немного хуже современных. Переключение на частоту 7,5 кГц очень эффективно в большинстве тяжелых случаев, т. е. когда пластинки в очень плохом состоянии. Если переключатель SA1 находится в положении «Выключено», частота среза ФНЧ равна 40 кГц. При этом происходит ограничение спектра частот, поступающих на вход усилителя мощности, что уменьшает интермодуляционные искажения.

Как в высокочастотном, так и низкочастотном фильтрах используется схемотехника фильтра Саллена—Ки с каскадами, содержащими эмиттерный повторитель с источником тока в качестве нагрузки. Такое включение эмиттерного повторителя и источника тока обеспечивает низкий уровень искажений и лучшие нагрузочные характеристики по сравнению с тем, что дает обычный эмиттерный повторитель. На транзисторы VT2 и VT4 в обоих источниках напряжение смещения поступает с диодов VD1, VD2. Резистор R11 обеспечивает развязку транзисторов VT2 и VT4. Повторитель, образованный в ФНЧ транзисторами VT3, VT5, обладает более высокой нагрузочной способностью, чем обычный эмиттерный повторитель.

Описанный узел обеспечивает нелинейные искажения около 0,01 % на частоте 1 кГц при выходном напряжении 12 В.

Элементы, входящие в фильтры (C5—C7, R3, R4, R8—R10, C8—C13), должны иметь точность не хуже 5 %.

8.3. Активные фильтры на операционных усилителях

Применение в фильтрах в качестве активных элементов ОУ позволяет заметно упростить фильтры.

На рис. 8.4 показана схема простого ФВЧ на ОУ К574УД1Б, имеющего следующие основные технические характеристики:

Входное напряжение:	
номинальное	0,2 В
максимальное	8 В
Выходное напряжение:	
номинальное	0,19 В
максимальное	7,6 В
Коэффициент передачи . . .	0,95
Перегрузочная способность, не менее	32 дБ
Частота среза	20 Гц
Крутизна спада АЧХ	18 дБ на октаву
Коэффициент гармоник, не более	0,03 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	70 дБ
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	8 мА

Недавно была принята поправка стандарта RIAA, касающаяся формы частотной характеристики на частотах ниже 30 Гц. Она направлена на снижение паразитных низкочастотных составляющих в сигнале. При-

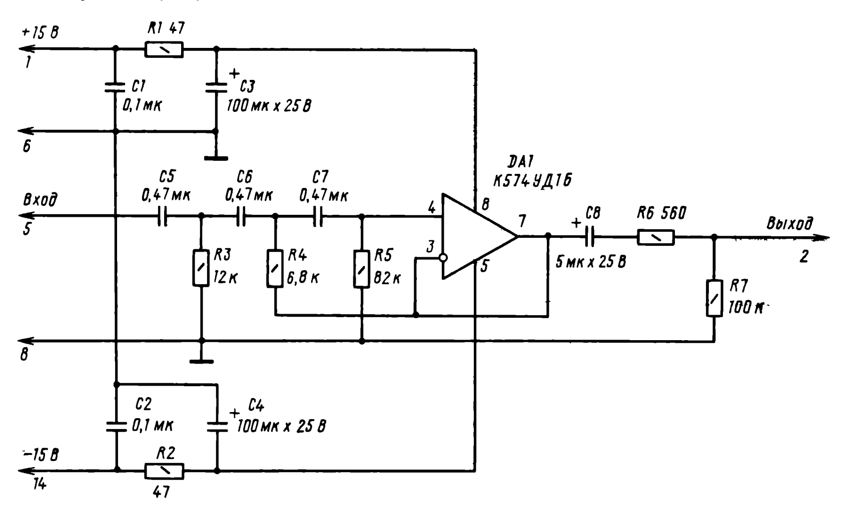


Рис. 8.4. Принципиальная схема ФВЧ на одной ОУ

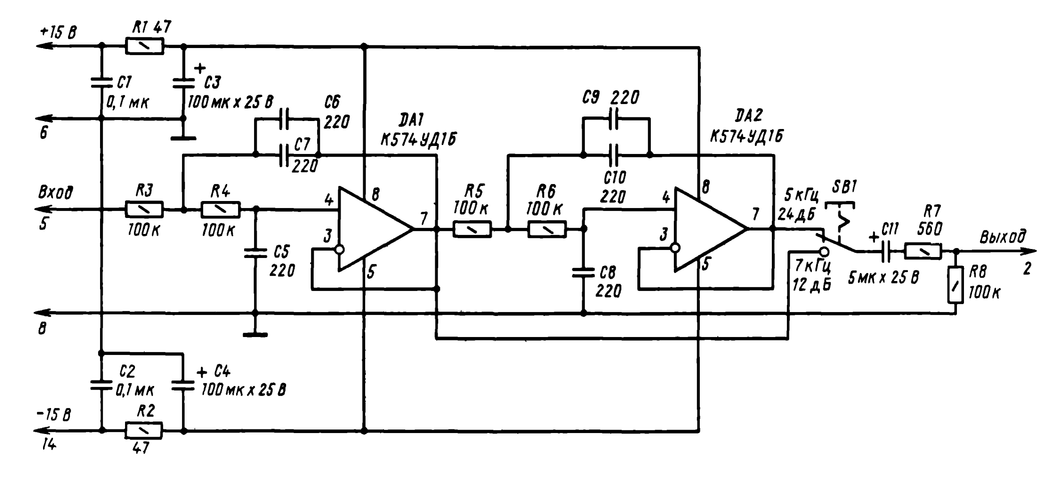


Рис. 8.5. Принципиальная схема ФНЧ на двух ОУ

менение отдельного ФВЧ позволяет учесть эту поправку и уменьшить инфразвуковые помехи, появляющиеся даже при воспроизведении относительно ровных грампластинок.

Узел представляет собой фильтр Баттерворта третьего порядка с началом спада на частоте 20,02 Гц, что учитывает поправку к RIAA. Ниже частоты 16 Гц наклон характеристики быстро увеличивается и на частоте 10 Гц ослабление достигает 10 дБ. Фильтр обеспечивает хорошую развязку от инфразвуковых вибраций, максимум которых лежит в области частот 4...5 Гц. Поскольку фильтр влияет на форму RIAA в низкочастотной области, необходимо, чтобы точность конденсаторов C5—C7 была бы не хуже 10 %. На практике это дает отклонение на частоте 20 Гц не более 0,7 дБ. При этом точность резисторов, входящих в цепь фильтра (R3—R5), должна быть не хуже 2 %.

Фильтр нижних частот, в котором применены ОУ К574УД1Б (рис. 8.5) обладает следующими основными техническими характеристиками:

Входное напряжение:	
номинальное	0,2 В
максимальное	8 В
Выходное напряжение:	
номинальное	0,19 В
максимальное	7,6 В
Коэффициент передачи . . .	0,95
Перегрузочная способность, не менее	32 дБ
Частота среза	5 и 7 кГц
Крутизна спада АЧХ	12 и 24 дБ на октаву
Коэффициент гармоник, не более	0,03 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	70 дБ
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	16 мА

Фильтр нижних частот состоит из двух одинаковых звеньев, выполненных на ОУ DA1 и DA2. Каждое из них имеет частоту среза 7 кГц и наклон 12 дБ на октаву. При последовательном соединении звеньев результирующая частота среза—5 кГц, наклон АЧХ—24 дБ на октаву.

Точность элементов R3, R4, C5—C7 и R5, R6, C8—C10, входящих в фильтр, должна быть не хуже 5 %.

На рис. 8.6 показана схема еще одного ФНЧ, обладающего следующими основными техническими характеристиками:

Входное напряжение:	
номинальное	0,2 В
максимальное	8 В
Выходное напряжение:	
номинальное	0,19 В
максимальное	7,6 В
Коэффициент передачи . . .	0,95
Перегрузочная способность, не менее	32 дБ
Частота среза	8 и 12 кГц
Крутизна спада АЧХ	6 ..20 дБ на октаву
Коэффициент гармоник, не более	0,03 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	70 дБ
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	16 мА

Традиционные узлы регулировки тембра предназначены для изменения АЧХ во всем диапазоне частот. При этом крутизна участков характеристики не превышает 6 дБ на октаву. Однако иногда необходимо иметь более резкие переходы. Схема активного фильтра, приведенная на рис. 8.6, позволяет получить плавно изменяемую крутизну от 6 до 20 дБ на октаву при плоской АЧХ в остальной части спектра.

Собственно фильтр третьего порядка выполнен на микросхеме DA1 и элементах R4, C5—C10, R7. Переключатель SB1 позволяет установить желаемую частоту среза: 8 или 12 кГц. Крутизну регулируют резистором

Рис. 8.6. Принципиальная схема ФНЧ с плавно изменяемой крутизной спада

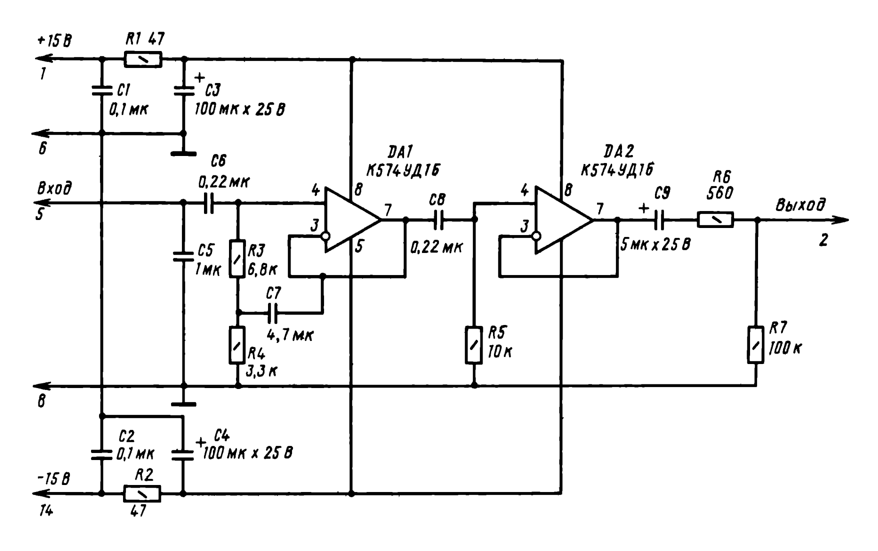


Рис. 8.7. Принципиальная схема ФВЧ для эффективного подавления инфранизких частот

R5. Микросхема DA2 используется в качестве каскада (с коэффициентом передачи равным 1), согласующего фильтр с последующими каскадами. Резистор R3 устраняет самовозбуждение узла в режиме холостого хода (когда фильтр не участвует в работе всего усилителя).

По схеме, аналогичной рассмотренной, можно построить ФВЧ, уменьшающий помехи от вибраций электродвигателя проигрывателя, возникающие при проигрывании грампластинок. Фильтр имеет следующие основные технические характеристики:

Входное напряжение:
номинальное . . . . 0,2 В
максимальное . . . . . . 8 В
Выходное напряжение:

номинальное	0,19 В
максимальное	7,6 В
Коэффициент передачи . . .	0,95
Перегрузочная способность, не менее	32 дБ
Частота среза	28 Гц
Крутизна спада АЧХ	18 дБ на октаву
Коэффициент гармоник, не более	0,03 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	70 дБ
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	16 мА

Схема фильтра приведена на рис. 8.7. Он обеспечивает ослабление сигнала 43 дБ на частоте 6 Гц и 49 дБ на частоте 5 Гц. Этого будет вполне достаточно для эффективного подавления инфранизких частот. Применение данного фильтра показало, что он вносит малозаметное подавление низкочастотных составляющих сигнала, но при этом обеспечивается эффективное подавление случайных щелчков при прослушивании низкокачественных грампластинок.

Фильтр образован элементами С6—С8, R3—R5, DA1. Микросхема DA1, кроме того, используется в качестве согласующего элемента. Конденсатор С5 устраняет самовозбуждение фильтра, если его вход отключен от остальной части усилителя. Как и в предыдущих фильтрах, точность элементов, входящих в частотно-задающие цепи последних двух фильтров, должна быть не хуже 5 %.

Глава 9
РЕГУЛЯТОР ШИРИНЫ СТЕРЕОБАЗЫ

9.1. Общие сведения

Заметное влияние на субъективное восприятие качества звучания оказывает такой параметр, как разделение между каналами стереофонического усилителя. Исследования показали, что увеличение разделения стереоканалов на 6 дБ значительно заметнее на слух, чем, например, уменьшение коэффициента гармоник с 0,1 до 0,01 %. Поэтому улучшение разделения канала сможет внести определенный вклад в решение проблемы повышения качества звучания.

При прослушивании стереофонических музыкальных программ на головные телефоны желательно частично смешивать сигналы в каналах. При записи на одну дорожку магнитной ленты необходимо их смешивать полностью. И, наконец, при невысоком качестве грампластинок или головки звукоснимателя требуется увеличить разделение сигналов в каналах.

Эта задача решается схемотехнически с помощью регулятора ширины стереобазы.

Регуляторы ширины стереобазы характеризуются следующими параметрами:

максимальное входное напряжение [В] — наибольшее действующее синусоидальное входное напряжение на частоте 1 кГц, при котором коэффициент гармоник выходного напряжения не превышает 0,5 %;

коэффициент передачи в полосе пропускания—отношение номинальных выходного напряжения к входному, измеренным в диапазоне частот 20...20 000 Гц;

перегрузочная способность [дБ] — отношение максимального входного напряжения к номинальному входному;

коэффициент гармоник [%] — наибольшее значение коэффициента нелинейных искажений выходного синусоидального сигнала; его измеряют в полосе частот 20...20 000 Гц при номинальном входном напряжении;

отношение сигнал-шум (невзвешенное) [дБ] — отношение действующего номинального выходного напряжения к действующему напряжению шума на выходе (измеряется без взвешивающих фильтров);

предел регулировки ширины стереобазы [дБ] — отношение номинального выходного напряжения левого канала к выходному напряжению правого канала в пределах плавной регулировки, смешивания и разделения сигналов стереоканала.

Обычно регуляторы ширины стереобазы не только разделяют сигналы каналов, но и смешивают эти сигналы, что вызвано требованиями прослушивания стереопрограммы через головные телефоны.

9.2. Типовой каскад смешивания и разделения сигналов стереоканала

На рис. 9.1 приведена схема регулятора ширины стереобазы, позволяющая смешивать и разделять сигналы между каналами стереофонического усилителя.

Регулятор ширины стереобазы имеет следующие основные технические характеристики:

Входное номинальное напряжение	0,8 В
Входное максимальное напряжение	8 В
Коэффициент передачи . . .	1
Перегрузочная способность, не менее	20 дБ
Коэффициент гармоник, не более	0,06 %
Предел регулировки ширины стереобазы	6 дБ
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	80 дБ
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	30 мА

Рис. 9.1. Принципиальная схема регулятора ширины стереобазы для смешивания и разделывания стерео-сигналов

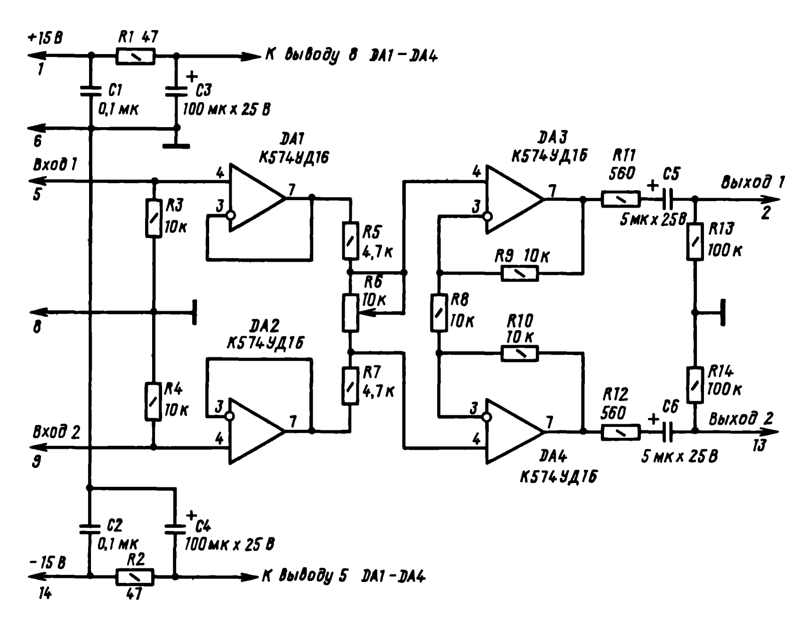


Рис. 9.2. Принципиальная схема упрощенного варианта регулятора ширины стереобазы

Регулятор полностью выполнен на малошумящих ОУ К574УД1Б.

В положении «Смешивание» переключателя SB1 узел смешивает сигналы, обеспечивая коэффициент передачи равный 1 и низкое выходное сопротивление во всех режимах работы. При этом микросхемы DA1—DA4 используются как повторители.

В положении «Расширение» переключателя SB1 устройство работает как расширитель стереобазы. Ширину стереобазы регулируют резистором R9. Резистор R10 ограничивает чрезмерное разделение каналов.

Резисторы R5, R6, R11, R12 нужны для того, чтобы в момент переключения входы ОУ DA1—DA4 не сказались в режиме холостого хода. Элементы R7, R8, C5 и C6 обеспечивают стабильность работы регулятора ширины стереобазы.

Упрощенный вариант этого узла, объединяющий смешивающую и расширяющую части, показан на рис. 9.2. Из исходной схемы исключены переключатель режимов и сдвоенный резистор. Переменным резистором R6 регулируют ширину стереобазы и смешение сигналов (вплоть до режима «Моно»). Параметры регулятора ширины стереобазы практически остаются такими же, как и в предыдущем случае. Резисторы R5, R7—R10 надо подбирать с точностью не хуже 1 %.

Глава 10

РЕГУЛЯТОРЫ ТЕМБРА. ЭКВАЛАЙЗЕРЫ

10.1. Общие сведения

Регулятор тембра является, как правило, обязательным узлом современного высококачественного устройства звуковоспроизведения. Основное его назначение — обеспечить такое регулирование АЧХ усилительного устройства, чтобы компенсировать частотные искажения, вызванные несовершенством акустических систем, или сформировать АЧХ под конкретную фонограмму с учетом акустических свойств помещения и дефектов записи фонограммы и тем самым восстановить естественный тембр звучания.

В последние годы в более совершенных и дорогих комплексах ВЗВ функции исправления искажений АЧХ акустической системы в конкретном помещении возлагаются на эквалайзер — многополосный регулятор АЧХ. Следует обратить внимание на то, что он не подменяет регулятора тембра и настраивается только один раз для определенных условий. В этом случае за регулятором тембра закрепляются функции коррекции суммарных погрешностей АЧХ источников сигнала, соединительных кабелей, а также спектральной обработки музыкального произведения в соответствии с индивидуальными особенностями слуха и художественным вкусом слушателя. Поэтому часто эквалайзер конструктивно выполняют автономно и в устройстве ППК предусматриваются гнезда для внешнего подключения эквалайзера, как это показано на рис. 1.2. Регулятор же тембра является неотъемлемой частью блока ППК.

Имеются различные методы регулировки АЧХ усилителя [14] (рис. 10.1). Наиболее известен метод Баксандалла (см. регулировочные характеристики на рис. 10.1, а), который используется широко во всем мире.

Недостаток метода заключается в том, что невозможна независимая регулировка АЧХ на отдельных частотах. Можно регулировать только уровень высокочастотной и низкочастотной составляющих сигнала. Частоту перегиба АЧХ $f_п$ изменяют соответству-

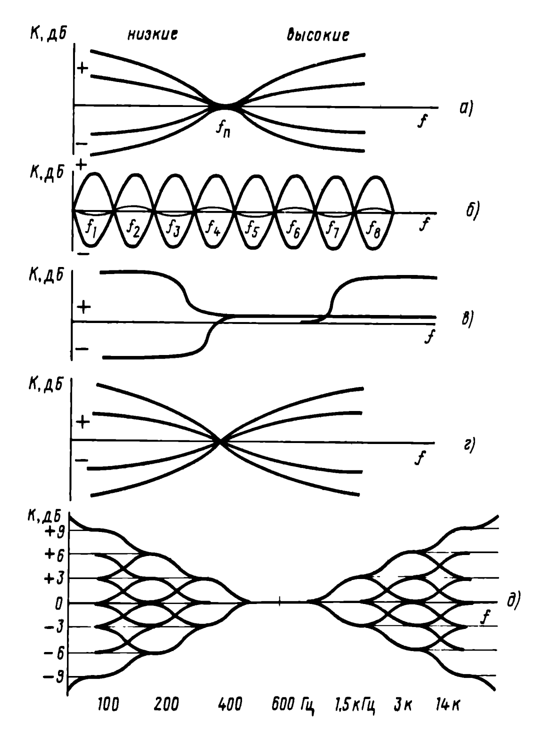


Рис. 10.1. Амплитудно-частотная характеристика усилителя ЗЧ при различных методах ее регулирования:

а—метод Баксандалла, б—метод графического эквалайзера, в—метод ступенчатой регулировки, г—метод регулирования наклона АЧХ; д—метод многоступенчатой регулировки

ющим подбором элементов. Вторым недостатком метода является то, что нельзя точно восстановить ранее найденную удачную форму частотной характеристики.

Графический эквалайзер. Основная идея этого метода состоит в том, что весь диапазон частот (рис. 10.1, б) разбивается на ряд октавных поддиапазонов (от 5 до 12) и затем устанавливается усиление в каждой полосе отдельно, используя для этого высокоточные ползунковые переменные резисторы.

Однако в большинстве случаев применения этого метода, когда для выделения сигналов поддиапазонов используются перестраиваемые LC-устройства, переходная характеристика узла (реакция на единичный скачок) оказывается сложной и непредсказуемой. Кроме того, АЧХ оказывается гладкой только тогда, когда все элементы коррекции выключены, во всех остальных случаях она волнистая.

Регулировка наклона АЧХ. Этот метод (рис. 10.1, г) применяется для исправления фонограмм, в которых преобладают высокочастотные или низкочастотные составляющие. Узел, в котором используется этот метод, обеспечивает плавную регулировку наклона АЧХ. Но в нем нельзя независимо сформировать частотную характеристику на нужной частоте.

Ступенчатая регулировка. Этот метод (рис. 10.1, в) позволяет ненамного (например, на 3 дБ) поднять или снизить нужный участок АЧХ, начиная с какой-либо частоты. Имея несколько ступеней регулировки АЧХ, взаимодействующих между собой аддитивно, можно скорректировать общий баланс фонограммы, а также обеспечить избирательное выравнивание.

Многоступенчатая регулировка (метод Клафама). Объединяя между собой несколько узлов формирования ступенек в АЧХ равной амплитуды так, чтобы они складывались, можно получить семейство характеристик, приведенных на рис. 10.1, д. Такая система позволяет регулировать частотную характеристику в широких пределах, придавая ей в значительной степени произвольную форму. Дискретность регулировки позволяет запомнить и установить желаемую форму АЧХ, найденную ранее.

Гладкую частотную характеристику здесь можно получить, если отключить все узлы формирования подъемов и спадов или взаимно скомпенсировать имеющиеся подъемы и спады.

Чтобы повысить плавность и глубину регулировки тембра все чаще используют активные элементы — транзисторы и ОУ, а также включают регулирующие элементы в цепь ООС. В отличие от пассивных регуляторов (имеющих только цепи формирования АЧХ и согласующие каскады) активные регуляторы обеспечивают большее отношение сигнал-шум и больший диапазон регулировки тембра примерно при том же числе применяемых элементов. Показатели качества регуляторов тембра определяют такие параметры звуковоспроизводящего тракта, как уровень шума, коэффициент гармоник, диапазон регулировки АЧХ, динамический диапазон и т. п.

К основным техническим характеристикам регуляторов тембра относятся следующие:

номинальное входное напряжение [В] — уровень входного синусоидального напряжения, при котором напряжение на выходе равно номинальному (0,8 ± 0,05) В. Измерения проводят, когда регуляторы тембра находятся в положении, обеспечивающем горизонтальную АЧХ;

коэффициент передачи на частоте 1 кГц — отношение выходного напряжения регулятора к входному номинальному на частоте 1 кГц при положениях регулирующих элементов, соответствующих горизонтальной АЧХ;

предел регулирования тембра [дБ] — отношение выходного напряжения регулятора на частотах максимального подъема и спада АЧХ (при крайних положениях регулировочных элементов) к выходному напряжению регулятора на частоте 1 кГц при горизонтальной АЧХ узла;

перегрузочная способность [дБ] — отношение максимального выходного напряжения при коэффициенте гармоник 10 % к выходному номинальному напряжению (измерения проводят на частотах максимального подъема АЧХ);

коэффициент гармоник [%] — коэффициент нелинейных искажений при синусоидальном входном сигнале (измеряют в диапазоне частот 20...20 000 Гц при входном напряжении, равном номинальному; регуляторы тембра — в положении максимального подъема АЧХ);

отношение сигнал-шум [дБ] — отношение выходного напряжения сигнала при номинальном входном к среднеквадратическому значению напряжения шума на выходе при отсутствии сигнала (измерения проводят без взвешивающего фильтра; регуляторы тембра должны находиться в положении, при которых АЧХ каскада горизонтальна).

Далее описаны регуляторы тембра, согласованные по входу с выходами узлов, о которых речь шла раньше. Эти регуляторы имеют достаточно низкое выходное сопротивление, что позволяет подключить их непосредственно на вход усилителей мощности.

10.2. Трехполосный регулятор тембра

Обычный активный регулятор тембра (РТ) с RC-мостом в цепи ООС обеспечивает наибольшую глубину изменения АЧХ на краях звукового диапазона. Точки регулировки высоких и низких частот чаще всего выбирают вблизи 15 кГц и 50 Гц, что не позволяет эффективно влиять на область

средних частот от 200 Гц до 5 кГц. На рис. 10.2 показана схема РТ, в который введена цепь регулировки средних частот. Он имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальное входное напряжение	0,8 В
Коэффициент передачи на частоте 1 кГц	1
Пределы регулировки тембра на частоте, Гц:	
100	±12 Дб
1 000	±18 дБ
10 000	±12 дБ
Перегрузочная способность (относительно уровня 12 дБ), не менее	10 дБ
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 20. .20 000 Гц, не более	0,1 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), не менее	70 дБ
Входное сопротивление	2 кОм
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	10 мА

Как видно из схемы, в цепь обратной связи обычного двухполосного регулятора тембра на ОУ DA1 включена RC-цепь регулировки средних частот R10, C9, R9, C10, R11. Глубина регулировки тембра резистором R10 на частоте 800 Гц равна ±15 дБ. Резистором R4 регулируют тембр низких частот в пределах ±15 дБ на частоте 50 Гц, резистором R7 — тембр высоких частот также в пределах ±15 дБ на частоте 15 кГц. Чтобы получить приведенные характеристики, внутреннее сопротивление источника сигнала должно быть небольшим (не более 1 кОм).

Конденсаторы C8, C11 предотвращают самовозбуждение микросхема DA1.

Резисторы R4, R7, R10 могут быть любого типа с линейной зависимостью сопротивления от положения движка.

10.3. Регулятор тембра с использованием галетного переключателя

Простые активные РТ при определенных положениях регулирующих резисторов обладают небольшим входным сопротивлением. Это заставляет (чтобы предотвратить перегрузку предыдущих каскадов и искажение АЧХ) применять дополнительные каскады согласования, например эмиттерный повторитель. Если использовать в РТ ОУ в неинвертирующем включении, то можно создать регулятор с относительно высоким входным сопротивлением. Схема такого регулятора тембра показана на рис. 10.3. Он имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальное входное напряжение	0,8 В
Коэффициент передачи на частоте 1 кГц	1
Пределы регулировки тембра на частоте, Гц:	
100	±9 дБ
10 000	±10 дБ
Перегрузочная способность (относительно уровня 10 дБ), не менее	12 дБ
Коэффициент гармоник (в диа-	

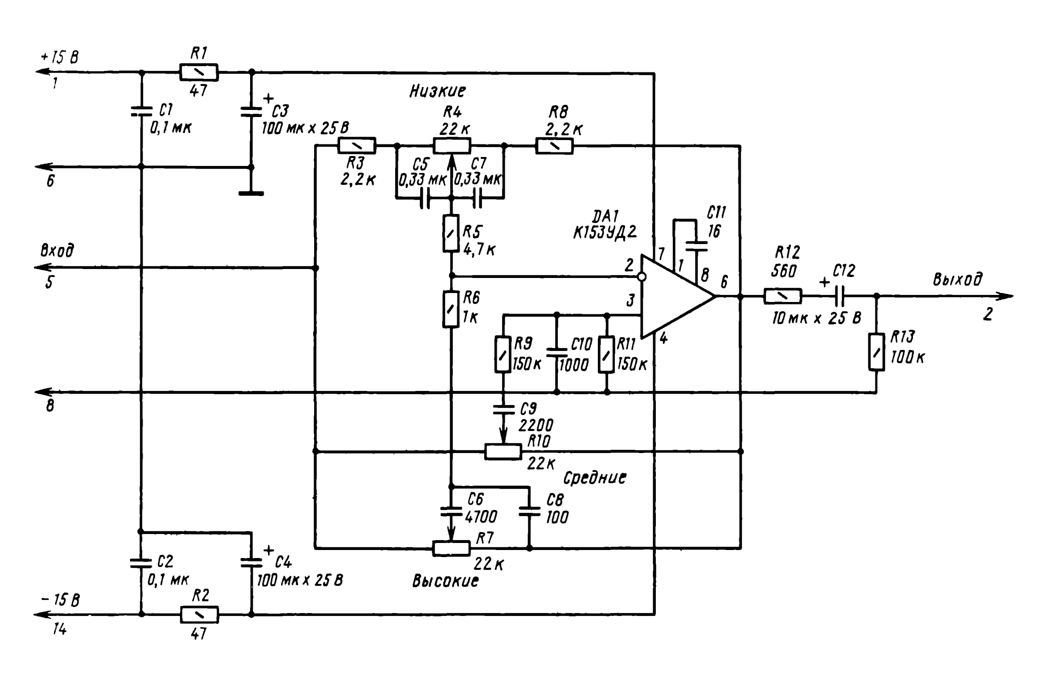


Рис. 10.2. Принципиальная схема трехполосного регулятора тембра

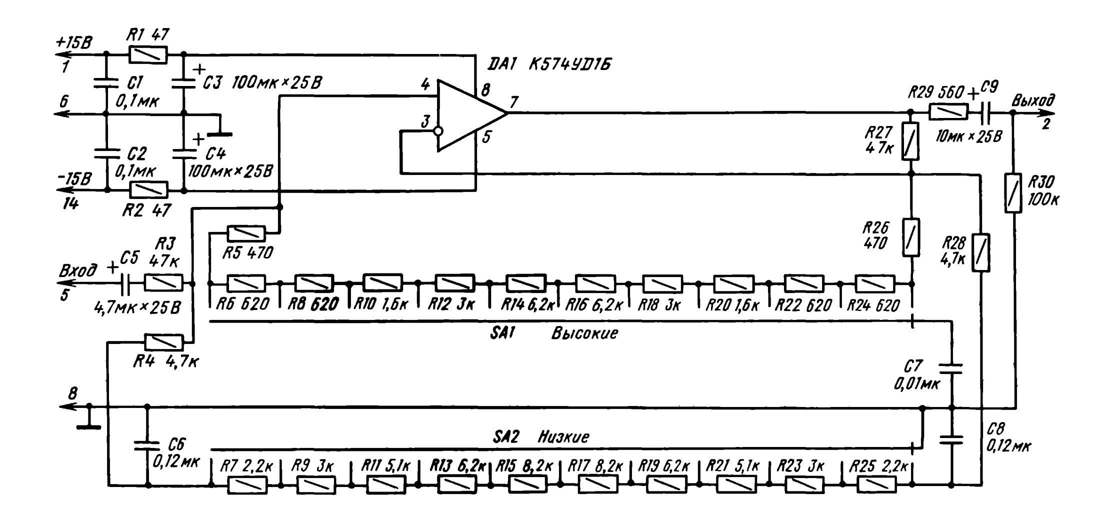


Рис. 10.3. Принципиальная схема регулятора тембра с использованием галетного переключателя

пазоне частот 20...20 000 Гц), не более . . . . 0,07 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), не менее . . . . . 75 дБ
Входное сопротивление . . . 47 кОм
Напряжение питания . . . . . ±15 В
Ток потребления . . . . . . 10 мА

Регулятор тембра имеет высокое входное и небольшое выходное сопротивления. Максимальное выходное напряжение примерно равно 8 В на нагрузке 2,2 кОм. Это позволяет использовать РТ практически с любым усилителем мощности.

Как известно, в активном регуляторе желательно иметь переменные резисторы с функциональной зависимостью S-типа, что не всегда представляется возможным. Поэтому собственно РТ выполнены на базе галетных переключателей, что позволяет получить необходимый закон регулирования и смоделировать резистор с любым сопротивлением, а также при попарном подборе резисторов делителя иметь незначительный разбаланс каналов.

В области средних частот входной сигнал через разделительный конденсатор C5 и делитель напряжения 11:1 (—20,8 дБ), образованный резисторами R3 и R4, поступает на неинвертирующий вход ОУ DA1. Выход ОУ связан петлей ООС с инвертирующим входом аналогичным делителем напряжения, поэтому коэффициент передачи РТ оказывается равным 1 или 0 дБ.

В крайнем левом (по схеме) положении переключателя SA1, цепь R5, C7 с ростом частоты входного сигнала все больше шунтирует резистор R4 входного делителя. Это обеспечивает завал АЧХ примерно на 15 дБ на частоте 20 кГц. В крайнем правом положении переключателя SA1 с увеличением частоты возрастает шунтирующее воздействие цепи R26, C7 на резистор R28. Тем самым уменьшается глубина ООС и происходит подъем АЧХ на 15 дБ. В среднем положении переключателя SA1 оба описанных эффекта компенсируются и АЧХ становится линейной. Регулировка переключателем SA1 оказывает незначительное воздействие на ход АЧХ на частотах ниже 1 кГц, поскольку при этом реактивное сопротивление конденсатора C7 значительно превышает сопротивление резисторов R5 и R26.

В крайнем левом (по схеме) положении переключателя SA2 конденсатор C6 закорочен, а конденсатор C8 зашунтирован суммарным сопротивлением резисторов R7—R25 (50 кОм), поэтому глубина ООС в области НЧ возрастает, увеличивая тем самым завал АЧХ, равный 15 дБ на частоте 20 Гц. В крайнем правом положении переключателя SA2 конденсатор C8 оказывается закорочен, а конденсатор C6 включен последовательно с резистором R4 входного делителя, что обеспечивает падение коэффициента деления с уменьшением частоты. В результате подъем АЧХ достигает 15 дБ на частоте 20 Гц. Максимальное изменение коэффициента передачи на частоте 1 кГц не превышает ±1,5 дБ при любой комбинации положений переключателей SA1, SA2.

В качестве SA1 и SA2 можно использовать любые галетные переключатели на 11 положений, например типа ПГ3.

10.4. Регулятор тембра с переключаемыми частотами перехода

Как уже отмечалось, основным недостатком обычного регулятора тембра (схема Баксандалла) является его слабое воздействие на область средних частот зву-

кового диапазона. При этом частота перехода регулятора нижних частот уменьшается по мере приближения регулятора к среднему положению, а частота перехода регулятора высоких частот фиксирована. Таким образом, регулятор нижних частот создает небольшое перемещение частоты перехода и оказывает некоторое воздействие на средние частоты.

Простое и достаточно эффективное решеиие, позволяющее воздействовать в какой-то степени на область средних частот регулятором высоких частот, состоит во введении переключателя частоты перехода верхних частот. На рис. 10.4 приведена схема такого регулятора тембра. Он обладает следующими основными техническими характеристиками:

Номинальное входное напряжение	0,8 В
Коэффициент передачи на частоте 1 кГц	1
Пределы регулирования тембра на частотах 100 и 10 000 Гц	±12 дБ
Перегрузочная способность (относительно уровня 12 дБ), не менее	14 дБ
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20 000 Гц, не более	0,05 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), не менее	75 дБ
Входное сопротивление	10 кОм
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	10 мА

Основу РТ составляет ОУ на транзисторах VT1—VT9 (аналогичен нормирующему усилителю, описание которого приведено в соответствующем разделе) с большим коэффициентом усиления, охваченному двумя контурами частотно-зависимой ООС. Регулятор верхних частот имеет три фиксированные частоты перехода (их выбирают переключателем SA1).

Конденсатор С5 совместно с входным сопротивлением узла образует ФВЧ. При этом на частоте 30 Гц подъем достигает 15 дБ, а на частоте 10 Гц только 8 дБ, уменьшаясь с понижением частоты. Пределы регулировки тембра на частоте 50 Гц составляют ±14 дБ, на частоте 10 кГц ±12 дБ.

10.5. Пассивный регулятор тембра

Активные РТ представляют собой усилительные устройства с глубокой ООС. Поэтому в определенных условиях воз-

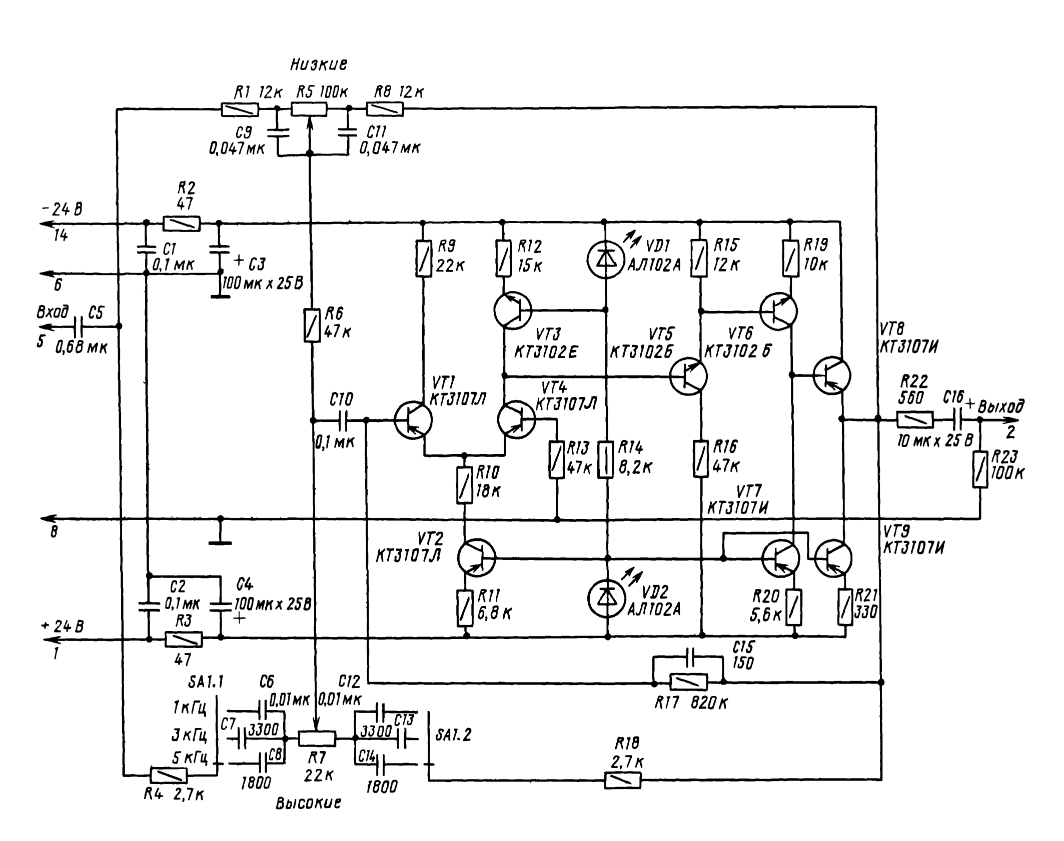


Рис. 10.4. Принципиальная схема регулятора тембра с переключаемыми частотами перехода

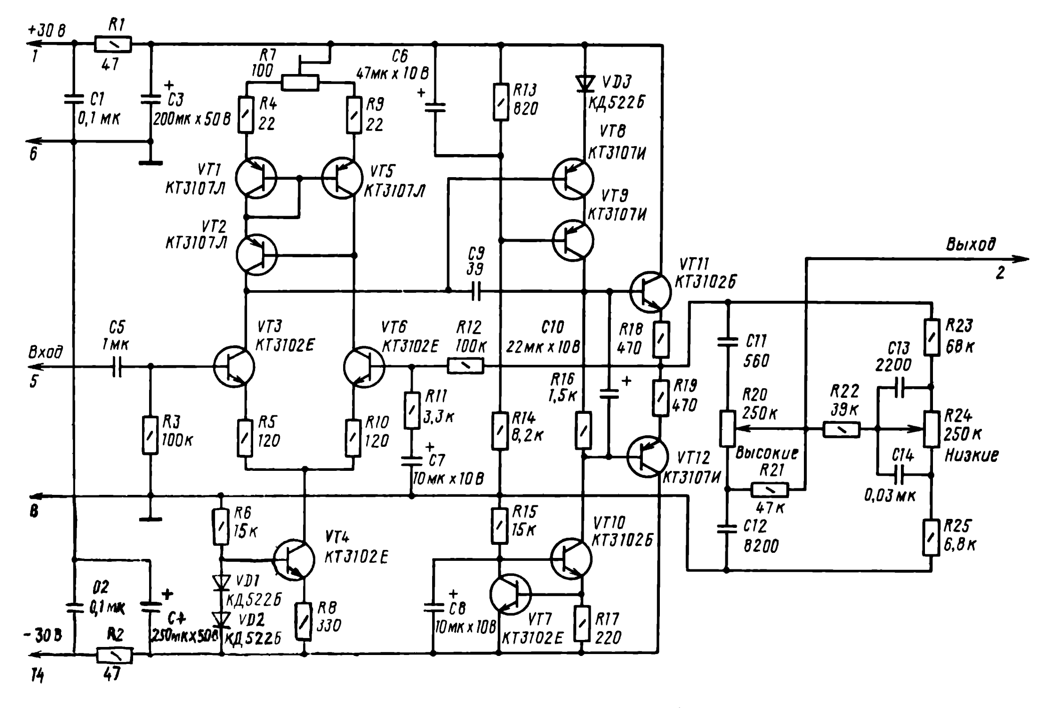


Рис. 10.5. Принципиальная схема пассивного регулятора тембра

можно появление заметных на слух динамических интермодуляционных искажений. Причина возникновения таких искажений в РТ та же, что и в усилителях мощности — конечное время задержки сигнала ООС по отношению к входному сигналу. Чтобы снизить динамические искажения, желательно использовать пассивные РТ. При этом снижение искажений объясняется тем, что необходимая коррекция тембра формируется пассивными RC-звеньями, не создающими искажений, а для компенсации ослабления сигнала в средних положениях регуляторов используется усилитель с линейной АЧХ, включенный до пассивных корректирующих звеньев. На рис. 10.5 приведена схема такого РТ, имеющего следующие основные технические характеристики:

Номинальное входное напряжение	0,8 В
Коэффициент передачи на частоте 1 кГц	1
Пределы регулирования тембра на частотах 100 и 10 000 Гц	±11 дБ
Перегрузочная способность (относительно уровня 11 дБ), не менее	12 дБ
Коэффициент гармоник в диазоне частот 20...20 000 Гц, не более	0,05 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), не менее	80 дБ
Входное сопротивление	100 кОм
Напряжение питания	±30 В
Ток потребления	10 мА

В качестве усилителя с линейной АЧХ используется ОУ на транзисторах VT1—VT12. Собственно пассивный регулятор, включенный на выходе усилителя, выполнен на элементах R20—R25, C11—C14. На транзисторах VT3 и VT6 собран обычный дифференциальный усилитель, в коллекторные цепи которого включен источник тока на транзисторе VT4. Нагрузкой дифференциального каскада служат транзисторы VT1, VT2 и VT5, включенные как токовое зеркало. Резистор R7 в цепи эмиттеров транзисторов VT1 и VT5 снижает величину четных гармонических искажений.

Между входным (транзисторы VT1—VT6) и выходным (транзисторы VT11, VT12) каскадами включен согласующий каскад на транзисторах VT7—VT10. Использование каскодной схемы включения транзисторов согласующего каскада и источника тока в качестве его нагрузки позволяет расширить полосу пропускания каскада и повысить его усиление. Двухтактный выходной каскад на транзисторах VT11, VT12 работает в режиме А.

Основное внимание при разработке усилителя было обращено на получение минимальных искажений, поэтому входной каскад работает при сравнительно большом коллекторном токе (около 1 мА). Приемлемый шум в широкой полосе частот обеспечивается применением малошумящих транзисторов VT3, VT6. Усилитель охвачен час-

тотно-независимой в рабочей полосе частот ООС на элементах R11, C7, R12 и имеет усиление 34 дБ. Для получения достаточного запаса по перегрузке усилитель питается от источника со сравнительно большим напряжением ±30 В.

В области низких частот реактивное сопротивление конденсаторов C11—C14 велико, поэтому коэффициент передачи определяется положением движка резистора R24; положение движка резистора R20 в данном случае безразлично. На высоких частотах резистор R24 оказывается закорочен конденсаторами C13, C14 и коэффициент передачи определяется только положением движка резистора R20. Максимальный подъем и завал на краях звукового диапазона достигает ±15 дБ. Переменные резисторы R20, R24 должны иметь функциональную зависимость группы В. Чтобы получить такие характеристики, необходимо, чтобы последующий каскад имел входное сопротивление не менее 200 кОм.

Настройка усилителя осуществляется подстройкой резистора R7 по минимуму нелинейных искажений.

10.6. Простой параметрический эквалайзер

Используя простые активные фильтры, можно получить регулируемый параметрический РТ, имеющий такую же форму характеристики, как и РТ с переключаемыми частотами перехода низких и высоких частот. Схема параметрического регулятора тембра показана на рис. 10.6. Он имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальное входное напряжение	0,8 В
Коэффициент передачи на частоте 1 кГц	1
Количество частот регулирования	2
Частоты регулирования	40...500 Гц; 2...12 кГц
Пределы регулирования АЧХ	±8...±14 дБ
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20 000 Гц, не более	0,1 %
Перегрузочная способность, не менее	10 дБ
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), не менее	70 дБ
Входное сопротивление	100 кОм
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	40 мА

Узел обеспечивает независимую регулировку центральных частот как для нижней, так и для верхней полосы и крутизну их спада. Кроме того, в нем можно изменять глубину коррекции. Указанные параметры устанавливаются пятью резисторами.

Регулируют АЧХ на низких частотах; R7 — на высших частотах, R6—частоту перехода со стороны низких частот, R8—со стороны высших частот; R14 управляют коэффициентом ООС ОУ DA4 (тем самым

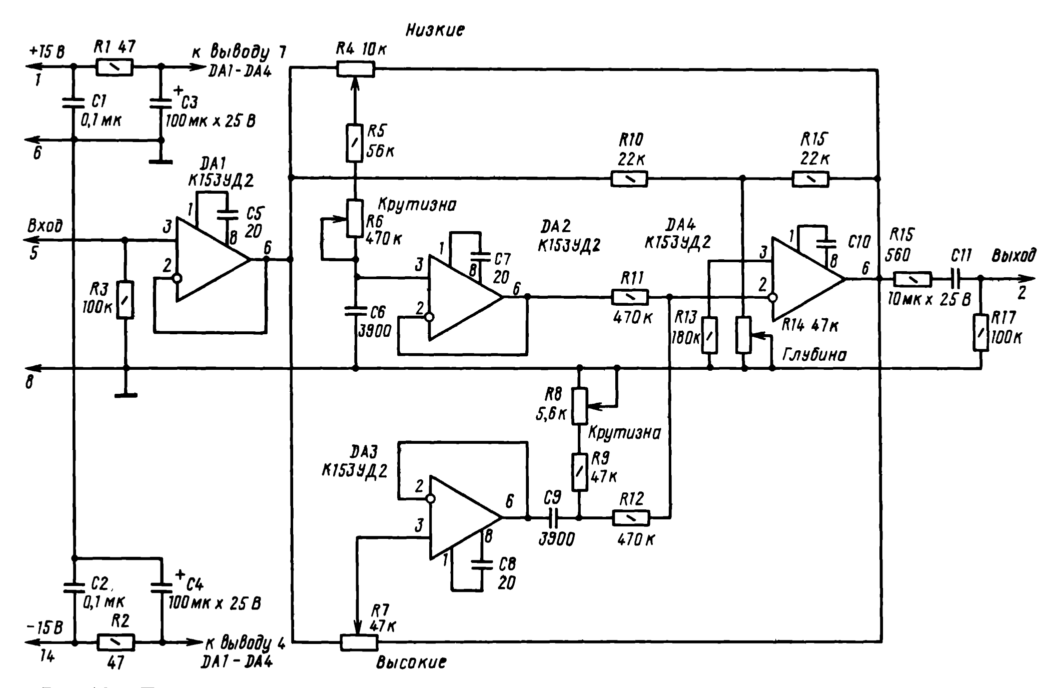


Рис. 10.6. Принципиальная схема простого параметрического эквалайзера

устанавливают пределы изменения спада или подъема АЧХ в пределах ±8...14 дБ). Переменные резисторы R4, R7, R14 должны иметь функциональную зависимость линейного типа, а R6 и R8—логарифмического.

Глава 11

РЕГУЛЯТОРЫ ГРОМКОСТИ, БАЛАНСА И РЕЖИМА «—20дБ»

11.1. Общие сведения

Регуляторы громкости являются неотъемлемой частью любого звуковоспроизводящего устройства и предназначены для регулирования уровня звучания акустических систем при воспроизведении звуковых сигналов. Для стереофонических систем обязательным является также регулятор стереобаланса, служащий для плавного изменения соотношения уровней звучания правого и левого каналов, позволяя перемещать в пространстве стереозону. Нередко в современных звуковоспроизводящих устройствах также используют режим «Интим», или «—20 дБ», в котором уровень сигнала скачком уменьшается в 10 раз, что создает большие эксплуатационные удобства (при разговоре по телефону, контрольном прослушивании, выборе музыкальных программ и т. п.).

Известно, что из-за особенностей органов слуха человека при уменьшении уровня громкости наблюдается ухудшение восприятия низших и высших звуковых частот. Поэтому обычно применяют тонкомпенсированные регуляторы громкости, которые одновременно с уменьшением или увеличением громкости изменяют АЧХ усилительного устройства таким образом, чтобы она соответствовала известным кривым равной громкости [15]. Стандартизированные кривые равной громкости приводятся в рекомендациях Международной организации стандартизации (ИСО).

Регуляторы громкости и баланса выполняют, как правило, на резистивных делителях напряжения, в качестве которых используют переменные или постоянные резисторы. К переменным резисторам предъявляют следующие требования: близость к нулю минимального регулируемого сопротивления; плавное (без скачков) изменение сопротивления при перемещении движка резисторов с функциональной зависимостью, подчиняющейся показательному закону (группа В); отсутствие шумов и щелчков; идентичность изменения сопротивления при их регулировке (для сдвоенных регуляторов в стереофонических системах). Пределы плавного регулирования громкости определяются диапазоном плавного изменения сопротивления используемых переменных резисторов. Применяемые в усилителе ЗЧ резисторы СП3-12 имеют диапазон плавного изменения до 60 дБ, СП3-12а-1— до 80 дБ. Однако переменные резисторы заводского изготовления не всегда удовлетворяют перечисленным требованиям. Разбаланс сопротивлений сдвоенных переменных резисторов типов СП3-23, СП3-12, СП3-4, наиболее часто используемых для тонкомпенсированной регулировки громкости, доходит до ±3 дБ, а изменение их сопротивления из-за люфта движка или оси достигает ±6 дБ. Это приводит к разбалансу уровней сигналов с каналах стереоусилителя при регулировки громкости и к рассогласованию АЧХ, особенно заметному на малой и средней громкости.

От указанных недостатков свободен сдвоенный ступенчатый тонкомпенсированный регулятор громкости, построенный на дискретных резисторах и многопозиционных переключателях [16]. В последние годы с развитием интегральной технологии и созданием новой элементной базы получают распространение электронные регуляторы громкости и баланса на полевых транзисторах, КМОП коммутаторах, КМОП мультиплексорах, а также специальных микросхемах (например, К174УН12).

Кроме общепринятых характеристик для каскада регулирования специфической является *глубина регулирования громкости* — отношение номинального выходного напряжения к напряжению на выходе при положении регулятора громкости, соответствующем минимальной громкости в пределах плавной регулировки, выраженное в децибелах.

Рассмотрим варианты регуляторов громкости и баланса с применением различной элементной базы.

11.2. Типовой каскад регулировки громкости и баланса на переменных резисторах групп В и А

В качестве простейшего регулятора громкости может служить обычный переменный резистор, включенный по схеме делителя напряжения. Чтобы получить равномерную субъективную регулировку громкости, требуется нелинейное регулирование звукового давления. Этим требованиям отвечают переменные резисторы с показательной

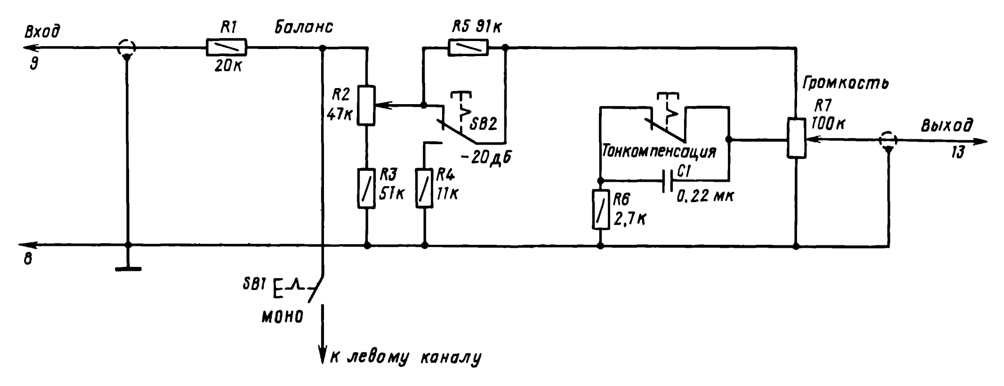


Рис 11.1. Принципиальная схема каскада регулировки громкости и баланса на переменных резисторах групп В и А

зависимостью (группы В), имеющие отводы для тонкомпенсации.

При регулировке стереобаланса, чтобы сохранить постоянство общего звукового давления в обоих каналах, ослабление уровня сигнала в одном канале необходимо компенсировать увеличением уровня сигнала в другом. В простейшем случае это достигается раздельной регулировкой уровня громкости каналов. Но при этом изменение уровня громкости в одном канале вызывает необходимость подстройки второго канала. Для большего удобства обычно вводится специальный регулятор стереобаланса каналов. Такой регулятор часто выполняют на базе широко распространенных переменных резисторов с линейной зависимостью (группы А). Применение специально разработанных для регулировки стереобаланса переменных резисторов группы Е/И позволяет уменьшить потери сигнала и субъективно более плавно регулировать стереобаланс.

На рис. 11.1. приведена схема регулятора громкости, в которой учтены сделанные замечания. Она имеет следующие основные технические характеристики.

Номинальное входное напряжение	200 мВ
Номинальное выходное напряжение	140 мВ
Глубина регулировки громкости	40 дБ
Тонкомпенсация на частоте 100 Гц	±6 дБ
Регулировка стереобаланса	±6 дБ

Резистор R1 и соответствующий ему в другом канале уменьшают взаимное влияние каналов в режиме «Моно». Стереобаланс регулируют резистором R2 с зависимостью сопротивления группы А. Последовательно с ним включенный резистор R3 позволяет снизить потери сигнала до 3 дБ (если его не будет, потери возрастут до 6 дБ). Переключатель SB2 коммутирует делитель R5, R4, уменьшающий сигнал в 10 раз (режим «—20 дБ» или «Интим»). Громкость регулируют резистором R7, к отводу которого (при нажатой кнопке SB3) подключается цепь тонкомпенсации.

В качестве переключателей SB1—SB3 можно использовать переключатели П2К с независимой фиксацией. Резистор R2—СП3-12г группы А, R3—СП3-12д группы В.

Чтобы согласовать узел с остальными каскадами, на его входе и выходе целесообразно установить эмиттерные повторители. Совместное использование этого регулятора громкости с функциональными узлами, описанными в других разделах книги, обеспечивает его хорошее сопряжение, и дополнительные эмиттерные повторители не требуются.

11.3. Тонкомпенсированный регулятор громкости на переменном резисторе без отводов

На рис. 11.2 показана схема узла регулировок, в котором для регулировки громкости использован менее дефицитный переменный резистор без отвода. Узел имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальное входное напряжение	200 мВ
Номинальное выходное напряжение	140 мВ
Глубина регулировки громкости	40 дБ
Тонкомпенсация на частоте:	
150 Гц	8 дБ
10 кГц	8 дБ
Регулировка стереобаланса	±6 дБ

Громкость изменяют резистором R3, включенным по схеме делителя напряжения. Эмиттерный повторитель на транзисторе VT1 обеспечивает развязку, т. е. уменьшает влияние изменения R3 на последующие цепи тонкомпенсации с элементами R8—R11, C5—C7. Когда кнопка SB2 нажата, элементы R8—

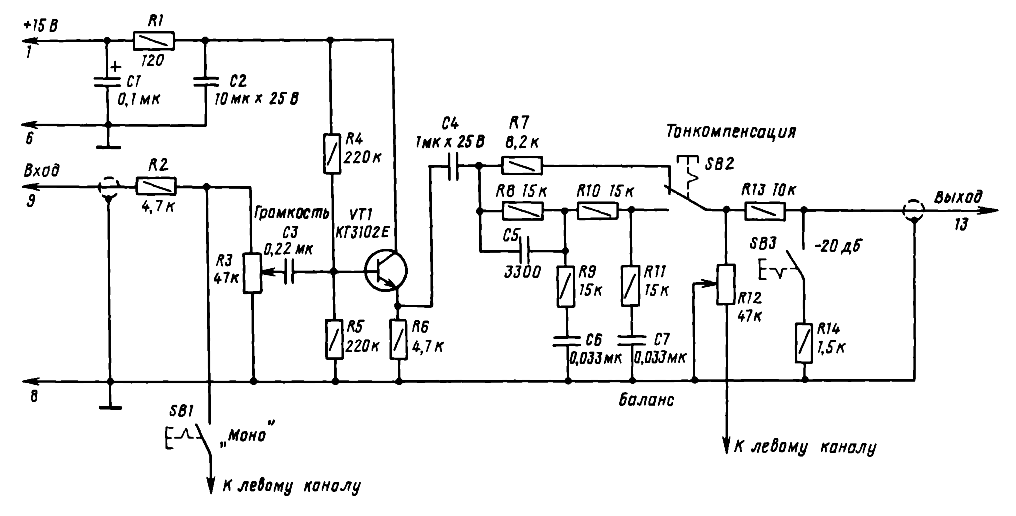


Рис. 11 2. Принципиальная схема тонкомпенсированного регулятора громкости на переменном резисторе без отводов

R11, C5—C7 ослабляют средние частоты звукового диапазона, тем самым образуя относительный подъем низких и высоких частот. Резистором R12 балансируют стереоканалы. Кнопкой SB3 к выходу узла подключают резистор R14, обеспечивая тем самым ослабление на 20 дБ.

Резистор R3 может быть любого типа с зависимостью сопротивления группы В, резистор R12 — группы А.

11.4. Регулятор громкости с плавной регулировкой тонкомпенсации

Все типовые варианты регулировки уровня имеют нерегулируемую тонкомпенсацию. На рис. 11.3 показана схема регулятора, в котором тонкомпенсацию можно плавно изменить. В качестве регулятора громкости здесь также используется резистор без отвода.

Узел имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальное входное напряжение	200 мВ
Номинальное выходное напряжение	200 мВ
Глубина регулировки громкости	40 дБ
Тонкомпенсация на частоте:	
100 Гц	0...14 дБ
15 кГц	0...10 дБ

В положении кнопки SB1, указанном на схеме, обычную регулировку громкости осуществляют переменным резистором R4. При этом положение движка резистора R1 не влия-

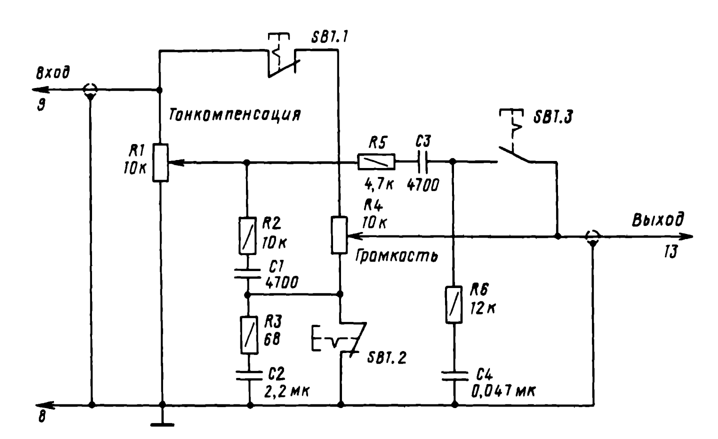


Рис. 11.3. Принципиальная схема регулятора громкости с плавной регулировкой тонкокоменсации

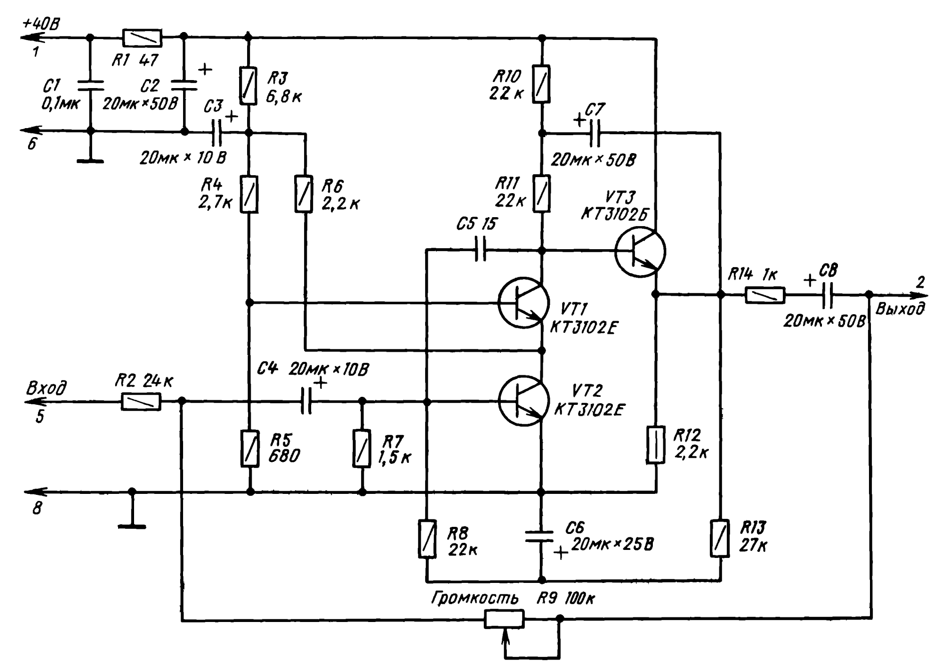


Рис. 11.4. Принципиальная схема активного регулятора громкости на транзисторах

ет на работу узла. При небольшой громкости эффективная компенсация на низких и высоких частотах происходит при нажатой кнопке SB1, когда устройство преобразуется в режекторный фильтр. Эффективность фильтра при этом регулируют резистором R4, а основной уровень сигнала определяется резистором R1, который в данном случае выполняет функции регулятора уровня.

Резистор R1 должен быть с зависимостью сопротивления группы А, R4 — группы В.

11.5. Активный регулятор громкости на транзисторах

Как известно, при использовании пассивного регулятора громкости возникают затруднения в определении его места в тракте усилителя. Если он находится после каскадов предварительного усиления, то возникает проблема перегрузки входных каскадов. Включение регулятора перед предварительными каскадами приводит к ограничению динамического диапазона, так как шумы входных каскадов при этом становятся сравнимыми с сигналом на выходе регулятора, когда его сопротивление близко к минимуму.

Один из способов сохранить высокую перегрузочную способность и малый уровень шума при любом положении регулятора громкости состоит в использовании двух переменных резисторов, один из которых находится на входе, а другой — на выходе предварительного усилителя. Но при этом возникают трудности с получением счетверенного переменного резистора с необходимой для применения в стереоусилителе зависимостью сопротивления группы В. Аналогичный результат получается, если регулятор громкости включить в цепь ООС линейного усилителя или создать активный регулятор громкости. Схема одного из возможных вариантов такого регулятора приведена на рис. 11.4. Он имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальное входное напряжение	200 мВ
Номинальное выходное напряжение	0,8 В
Максимальное входное напряжение	2 В
Перегрузочная способность, не менее	20 дБ
Глубина регулировки громкости	60 дБ
Коэффициент гармоник, не более	0,06 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	75 дБ
Напряжение питания	+40 В
Ток потребления	15 мА

Транзисторы VT1 и VT2, образующие входной каскад, включены по каскодной схеме с ПОС (через конденсатор C7) в коллекторной нагрузке R10, R11. Выходной транзистор VT3 работает как эмиттерный повторитель. Режим работы по постоянному току определяется ООС R8, R13. Резистор R6 позволяет несколько улучшить линейность устройства. Сглаживающий фильтр R3C4 уменьшает пульсации напряжения питания. Резистор R14 предотвращает высокочастотную нестабильность, когда движок резистора R9

устанавливают в крайнее левое по схеме положение.

Весь усилитель охвачен ПОС по переменному току (через резистор R9). Соотношение сопротивлений резисторов R2 и R9 определяет максимальное усиление узла (в данном случае около 5, когда введенное сопротивление резистора R9 максимально). При необходимости можно изменить чувствительность регулятора, применяя резистор R2 с сопротивлением в пределах 10...100 кОм. При этом усиление узла будет соответственно возрастать от 0 до 20 дБ (при максимальном сопротивлении R9).

Резистор R9 должен иметь функциональную зависимость сопротивления группы В.

11.6. Активный регулятор громкости на микросхемах

Применение активного каскада регулировки громкости в стереоусилителе позволяет добиться меньшего разброса усиления каналов, чем при использовании обычного пассивного регулятора уровня.

Активный регулятор громкости должен удовлетворять нескольким требованиям. Во-первых, усиление должно равномерно изменяться от нуля до максимума. Во-вторых, закон, связывающий управление вращением и изменением усиления, должен быть приближен к логарифмическому. Узел, схема которого изображена на рис. 11.4, в большой степени удовлетворяет обоим условиям. Но из-за механического разброса дорожек переменного резистора при его вращении каскад не будет обеспечивать совершенного сопряжения каналов усилителя, т. е. при изменении громкости будет происходить некоторый разбаланс каналов.

П. Баксандалл [17] предложил схему активного регулятора громкости, который удовлетворяет всем перечисленным требованиям. На рис. 11.5 показана схема этого регулятора. Он имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальное входное напряжение	200 мВ
Номинальное выходное напряжение	4 В
Максимальное входное напряжение	0,5 В
Перегрузочная способность, не менее	8 дБ
Глубина регулировки громкости	60 дБ
Коэффициент гармоник, не более	0,06 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	70 дБ
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	16 мА

Максимальное усиление данного узла определяется не отношением сопротивления постоянного резистора к сопротивлению дорожки переменного резистора, как в предыдущем устройстве, а отношением сопротивлений двух резисторов R5 и R6. Развязывающий каскад с коэффициентом передачи 1 на микросхеме DA1 необходим, чтобы уменьшить влияние резистора R5 с большим сопротивлением на переменный резистор R3.

В этом регуляторе изменение сопротивления дорожки переменного резистора не влияет на закон изменения усиления и баланс каналов такой системы будет зависеть только от ме-

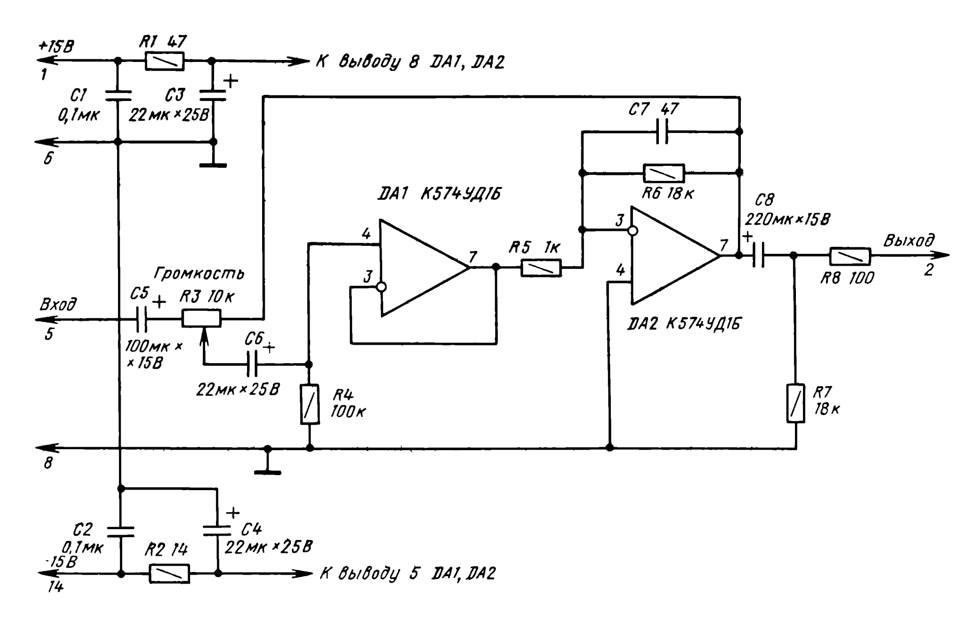


Рис. 11.5. Принципиальная схема активного регулятора громкости на микросхемах

ханической центровки двух половин двойного резистора R3 (группы А).

Смещение на микросхеме DA1 обеспечивается резистором R4. Максимальное усиление (26 дБ) устанавливают, подбирая отношение сопротивлений резисторов R5 и R6. Конденсатор C7 обеспечивает высокочастотную стабильность.

Глава 12

УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ ГОЛОВНЫХ ТЕЛЕФОНОВ. БИНАУРАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

12.1. Общие сведения

Прослушивание музыкальных программ через головные стереотелефоны доставляет огромное наслаждение, сильнее впечатляет, так как при этом можно слушать музыку при бо́льших уровнях громкости, чем это делается обычно при воспроизведении через акустические системы.

Кроме того, индивидуальное прослушивание музыкальных программ кроме экономических (ниже стоимость) имеет и ряд технических преимуществ. Прежде всего обеспечивается значительно бо́льшая чувствительность уха (уровень звукового давления 100 дБ достигается при подводимой мощности 1 мВт). Качественнее воспроизводятся низкие частоты за счет создания акустической нагрузки простым прижатием амбушюра к уху слушателя При этом стереоэффект не зависит от положения головы слушателя и акустические свойства помещения не влияют на АЧХ воспринимаемого сигнала.

Немаловажными достоинствами являются изоляция слушателя от внешних шумов и возможность прослушивания программ без воздействия на окружающих.

Подключать головные телефоны (имеющие полное сопротивление в пределах 4...2 000 Ом) непосредственно к выходу предварительного усилителя или усилителя мощности (УМ) нецелесообразно В первом случае будет перегружен предварительный усилитель, во втором — головные телефоны. Так же нецелесообразно включать телефоны на выход УМ через ограничительные сопротивления. Это приводит к неустойчивой работе УМ, а также исключает возможность использовать звуковоспроизводящий комплекс без УМ.

Более рационально применять специальные усилители для головных телефонов, которые надо включать до оконечного мощного усилителя, чтобы сократить длину предшествующего ему тракта. Наличие микросхем и ОУ с малыми искажениями позволяет легко решить эту задачу.

Обеспечить достаточно ровную переходную характеристику на активной и реактивной нагрузке с искажениями около 0,01 % (при сопротивлении нагрузки не менее 8 Ом и среднеквадратическом напряжении на выходе 3 В) может усилитель класса А, работающий на нагрузку, соответствующую сопротивлению практически любых головных телефонов, тем более, что при малом сопротивлении телефонов для них требуется меньшее напряжение раскачки.

Чтобы сигнал не проникал в цепи питания остальных ФУ, целесообразно усилитель для головных телефонов питать по отдельным шинам (±25 В; 40...50 мА на канал). Для предотвращения фона этот источник можно выполнить стабилизированным. Чтобы громкость в головных телефонах и акустических системах была примерно одинаковой, усилитель должен иметь коэффициент усиления около 4.

При прослушивании музыкальных программ через стереотелефоны кажущаяся локализация источников звука значительно отличается от локализации источника в концертном зале или при воспроизведении через акустические системы. Сигнал левого канала прослушивается только левым ухом, а правого канала — только правым, в результате звуковое изображение располагается как бы внутри головы слушателя, нарушая естественность звучания.

Объясняется это тем, что при обычном прослушивании музыкальных программ звук от каждого канала воспринимается как левым, так и правым ухом, причем звук от правого канала к левому уху, и наоборот, от левого канала к правому уху приходит с некоторой задержкой $\Delta t = 0{,}25...0{,}4$ мс (Δt зависит от расстояния между ушами и угла смещения источника сигнала от оси симметрии и практически не зависит от частоты). Помимо временной задержки звук от акустических систем, воспринимаемый левым и правым ухом, подвергается амплитудно-частотным изменениям, вызываемым дифракцией и частотной зависимостью диаграммы направленности уха.

Эффект локализации кажущихся источников звука в голове слушателя при использовании стереотелефонов устраняется применением бинауральных преобразователей, которые с помощью соответствующих схемотехнических решений обеспечивают необходимую частотную коррекцию и временную задержку сигналов левого и правого каналов.

Структурная схема полного бинаурального преобразователя приведена на рис. 12.1, а.

Амплитудно-частотная коррекция для прямого сигнала производится фильтрами Z1 и Z4, для задержанного сигнала — Z2 и

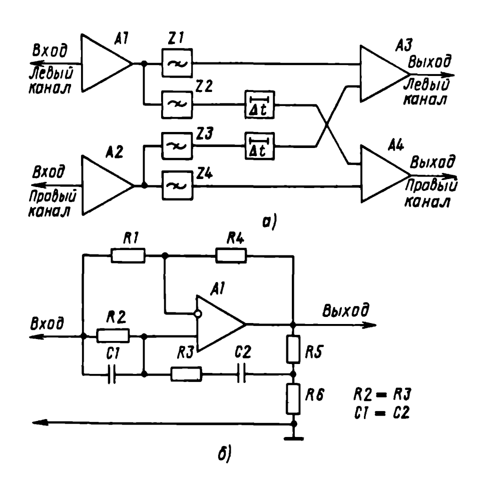


Рис. 12.1. Структурная схема бинаурального преобразования (а) и элемента задержки на основе активного фазового звена (б)

Z3. Сигналы суммируются на выходных усилителях A3 и A4. Для временной задержки можно использовать активные фазовые RC-звенья второго порядка, собранные, например, по схеме, показанной на рис. 12.1, б. Если будет выполняться условие

$$R_6/(R_5+R_6)=(5R_1-R_4)-(R_1+R_4),$$

такое звено будет иметь плоскую АЧХ и частотно-зависимую ФЧХ. Максимальная задержка по фазе равна 360°. Частота, на которой сдвиг фазы составляет 180°, определяется как $f_п=1/(2\pi R_2C_1)$, где $R_2=R_3\gg R_5R_6/(R_5+R_6)$.

Крутизна наклона ФЧХ вблизи частоты $f_п$ определяется отношением сопротивлений резисторов R5 и R6. Чтобы ФЧХ звена была линейной в максимально широком частотном диапазоне (что обеспечит постоянное время задержки), сопротивления этих резисторов должны удовлетворять равенству $R_6/(R_5+R_6)=0{,}25$ [4].

12.2. Простой усилитель для головных телефонов

Чтобы усилитель развивал выходную мощность 1 мВт на нагрузке сопротивлением 4 Ом, достаточно иметь выходной ток около 16 мА. Такой ток может обеспечить, например, специализированная микросхема К157УД1 в стандартном включении. Если ее нет, усилитель для головных телефонов можно выполнить на более доступных элементах. На рис. 12.2 показана схема усилителя на двух транзисторах, имеющего следующие основные технические характеристики:

Номинальная выходная мощность ($R_н=100$ Ом)	0,1 Вт
Коэффициент гармоник на частоте 1 кГц	0,07 %
Номинальный диапазон частот	20...20 000 Гц
Напряжение питания	15 В
Ток потребления	120 мА

Как видно из рисунка, узел представляет собой двухкаскадный усилитель с выходным транзистором, работающим в линейном режиме А с током покоя около 120 мА. Весь усилитель охвачен цепью ООС (элементы C5, R6, R7). Сопротивления резисторов R7 и R6 определяют усиление узла (в данном случае около 5).

Усилитель обеспечивает максимальное выходное напряжение 4 В на сопротивлении нагрузки 100 Ом при коэффициенте гармоник на частоте 1 кГц около 0,1 %, что соответствует выходной мощности 0,16 В.

Выходной транзистор VT2 надо установить на небольшой теплоотвод.

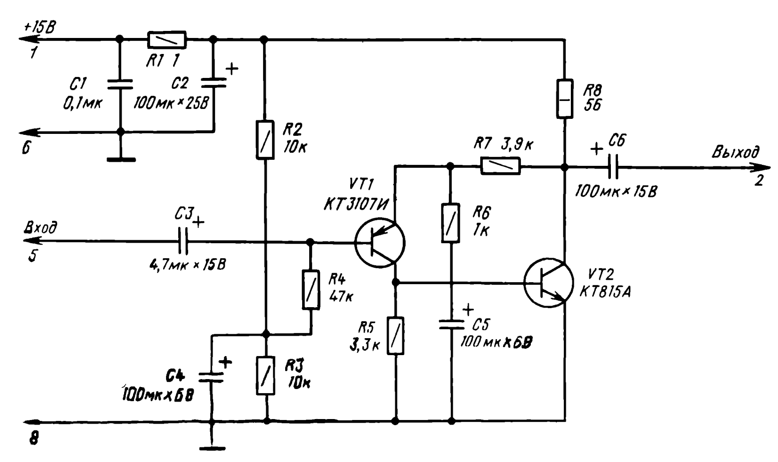


Рис. 12.2. Принципиальная схема простого усилителя для головных телефонов

12.3. Усилитель для головных телефонов

Как было отмечено, телефонный усилитель должен обеспечить выходной ток около 16 мА на нагрузке сопротивлением 4 Ом. Такой ток, как правило, превышает максимальный выходной ток интегральных ОУ общего применения. Дополнительный каскад с эмиттерным повторителем, подключенный к выходу ОУ, позволяет значительно увеличить выходной ток. Схема такого усилителя для головных телефонов показана на рис. 12.3. Он обладает следующими основными техническими характеристиками:

Номинальная выходная мощность ($R_н$ = 8 Ом)	1 Вт
Коэффициент гармоник на частоте 1 кГц, не более	0,01 %
Номинальный диапазон частот	10...30 000 Гц
Напряжение питания	±25 В
Ток потребления	35 мА

Каскад на транзисторах VT1, VT2, включенный на выходе ОУ, работает в линейном режиме А. Смещение на базах VT1, VT2 обеспечивается цепью VD1, R7, R8, VD2. Весь усилитель охвачен ООС по постоянному и переменному напряжению (элементы C6, R2 и R9). Эта ООС поддерживает нулевое напряжение на выходе усилителя и позволяет получить коэффициент гармоник не более 0,01 % при выходном напряжении 3 В на нагрузке сопротивлением 8 Ом. Микросхема DA1 питается через фильтры R3C3 и R4C4, понижающие напряжение питания. Для того чтобы уровень громкости в головных телефонах и громкоговорителях был примерно одинаков, усилитель должен иметь усиление около 4 (определяется сопротивлениями резисторов R2 и R9).

Транзисторы VT1 и VT2 для обоих каналов должны быть установлены на теплоотвод из алюминия размерами примерно 150×50×3 мм.

На рис. 12.4 показан видоизмененный вариант телефонного усилителя. В отличие от предыдущего, выходной каскад на транзисторах VT1 и VT2 данного узла работает в более экономичном режиме АВ. Микросхема DA1 питается от параметрического стабилизатора на стабилитронах VD1 и VD2. Основные технические параметры усилителя остаются такими же, за исключением коэффициента гармоник, который будет около 0,05 %. На рис. 12.5 приведена печатная плата для двух каналов этого телефонного усилителя.

12.4. Простой усилитель для головных телефонов, работающий в режиме А

На рис. 12.6 показана схема усилителя, имеющего следующие основные технические характеристики:

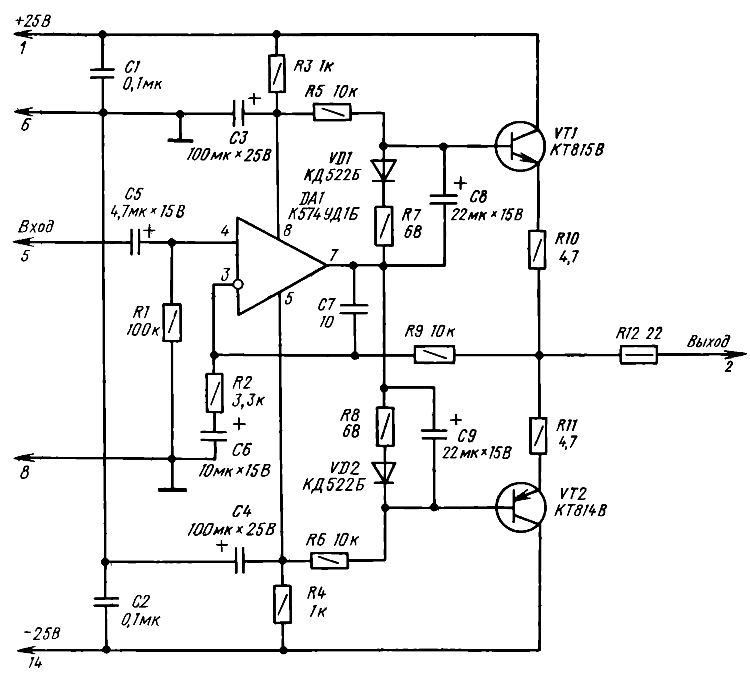


Рис. 12.3. Принципиальная схема усилителя для головных телефонов с использованием ОУ

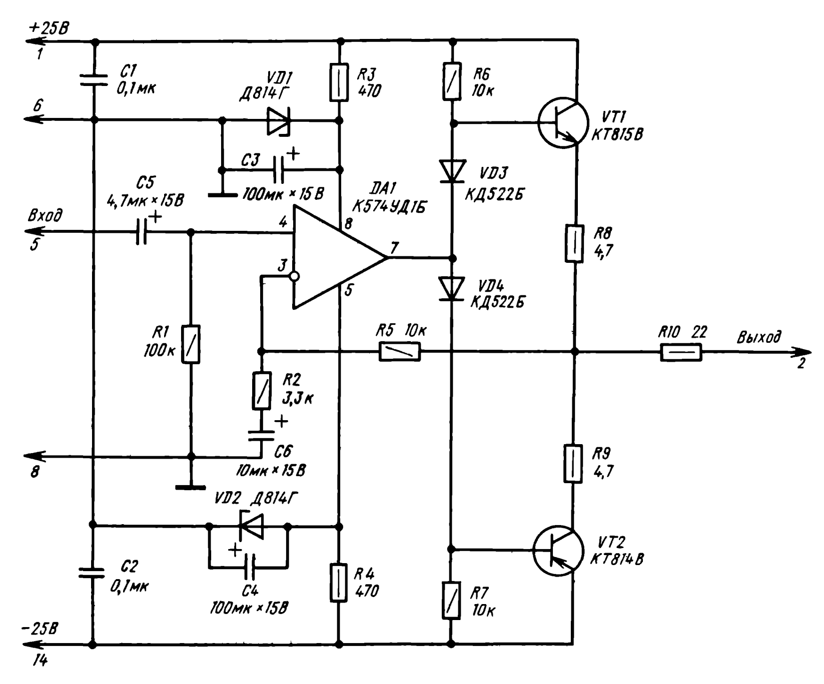
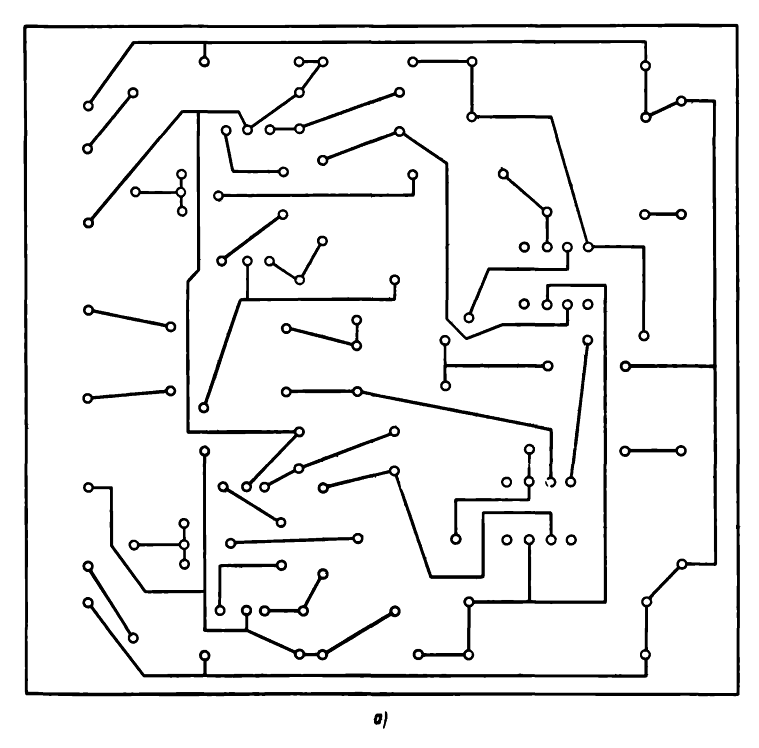


Рис. 12.4. Принципиальная схема экономичного усилителя для головных телефонов с использованием ОУ



а)

Рис. 12.5. Печатная (а) и монтажная (б) платы усилителя для головных телефонов с использованием ОУ

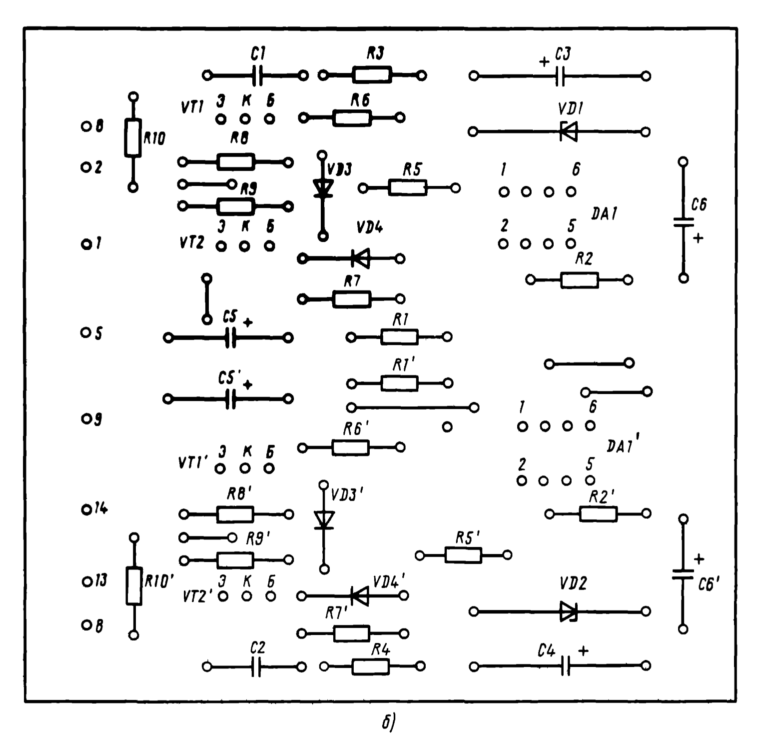


Рис. 12 5 Окончание

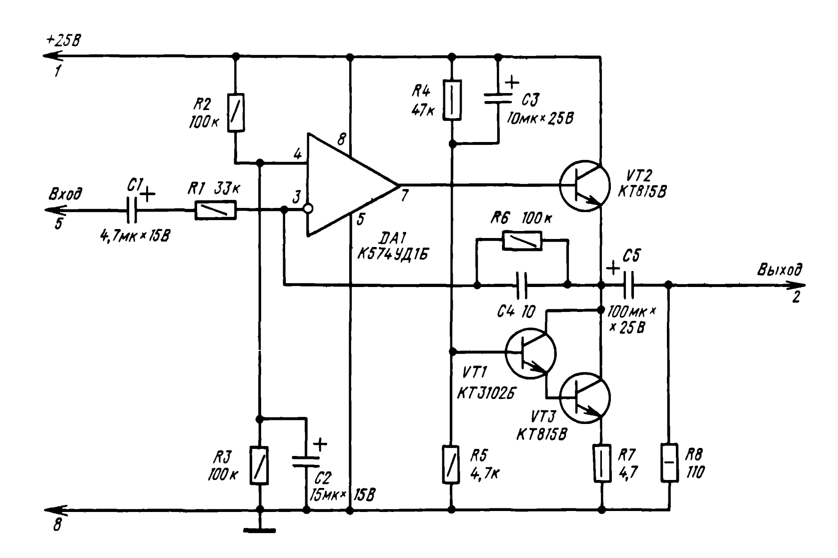


Рис 12 6. Принципиальная схема простого усилителя для головных телефонов, работающего в режиме А

Номинальная выходная мощность ($R_н$ = 8 Ом)	1 Вт
Коэффициент гармоник на частоте 1 кГц	0,02 %
Номинальный диапазон частот .	10...30 000 Гц
Напряжение питания	25 В
Ток потребления	250 мА

Смещение для входного каскада на ОУ DA1 создается делителем R2, R3. Выходной каскад, работающий в линейном режиме А, состоит из эмиттерного повторителя на транзисторе VT2 и его активной нагрузки на транзисторах VT1, VT3. Усилитель охвачен цепью ООС (элементы C1, R1, R6, C4). Соотношение сопротивлений резисторов R1 и R6 определяет усиление всего узла. Для нормальной работы данного устройства необходимо, чтобы предыдущий ФУ обладал небольшим (около 1 Ом) выходным сопротивлением.

Выходные транзисторы усилителя (VT2, VT3) следует установить на теплоотводы. При изготовлении теплоотводов из листового алюминия их размеры должны быть не менее 100×100×3 мм для каждого транзистора.

12.5. Бинауральный преобразователь

Описываемое устройство значительно снижает эффект локализации кажущихся источников звука в голове слушателя и уменьшает неестественно резкое разделение каналов, что обычно возникает при прослушивании стереопрограмм через стереотелефоны. Такой бинауральный преобразователь приближает качество воспроизведения через головные телефоны к качеству воспроизведения через акустические колонки.

Как известно, при воспроизведении через акустические колонки звук каждого громкоговорителя воспринимается как левым, так и правым ухом. Причем звук от правой колонки приходит к левому уху с некоторой временной задержкой Δt по отношению к правому уху (аналогичная задержка имеется для звука от левой колонки). Эта задержка для головы среднего размера должна быть эквивалентна времени перемещения звуковой волны на расстояние 7,5 см (для большей головы требуется бóльшая задержка), что составляет около 0,25 мс (при угле прослушивания 30°). Чтобы получить такую задержку, можно использовать широкополосные фазовращатели. Полная схема одного канала бинаурального преобразователя приведена на рис. 12.7. Он имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальное входное напряжение	0,8 В
Время задержки на частоте 1 кГц	0,25 мс
Напряжение питания	25 В
Ток потребления	60 мА

Входной каскад на транзисторе VT1 является обычным эмиттерным повторителем. Развязывающий конденсатор C4 предотвращает проникновение шумов и пульсаций из цепи питания на базу VT1. С выхода этого каскада сигнал подается на частотно-зависимую цепь R6, C6, R7 и далее в цепь с элементами VT2, DA1, DA2, которые с соответствующими компонентами образуют цепь задержки.

Выходной каскад, состоящий из ОУ DA3 и усилителя тока на транзисторах VT3, VT4, используется также как смеситель. На вход каскада поступает задержанный сигнал из второго канала через резистор R26 и прямой сигнал с входного каскада через R25 и частотно-зависимую цепь R23, C16, R24.

Узел может работать в трех режимах, выбираемых переключателем SA1. В положении переключателя «Смешивание с задержкой» узел функционирует как бинауральный преобразователь. Когда SA1 находится в положении «Нормальный стерео», цепи смешивания и задержки отключены. Сигнал подается с транзистора VT1 прямо на микросхему DA3. Частотно-зависимые цепи при этом замкнуты, и узел работает как обычный усилитель с коэффициентом усиления 13 дБ (определяемый отношением сопротивлений резисторов R29 и R25).

В основном для целей сравнения переключатель SA1 имеет еще одно, среднее положение «Смешивание без задержки». В этом случае смешиваемый сигнал поступает с выхода транзистора VT2 (точка А), а не с выхода цепи задержки (точка Б), и смешивание происходит так же, как если бы переключатель SA1 находился в положении «Смешивание с задержкой». Этот режим необходим только для того, чтобы продемонстрировать эффект задержки. Для других целей он не используется.

При создании данного узла существенное внимание уделялось тому, чтобы не было заметного изменения в общем уровне громкости и частотных характеристиках при переходе от режима «Нормальный стерео» к любому другому. Такие изменения усложнили бы определение эффекта включения цепей смешивания и задержки. Каскады на микросхемах DA1 и DA2 обеспечивают задержку для частот ниже 2 кГц на 0,25 мс и уменьшение ее до 0,18 мс на частоте 5 кГц.

Меньшие задержки приводят к потере глубины звуковой картины, в то время как большие задержки вызывают фазовые искажения. Чтобы обеспечить задержку во всем звуковом диапазоне, требуется значительно усложнить схему (по крайней мере необходимы шесть фазовращающих каскадов для получения постоянной задержки во всем диапазоне звуковых частот). Как показал опыт [16], это усложнение не приносит заметного на слух улучшения по сравнению с тем, что дает описанный ранее узел.

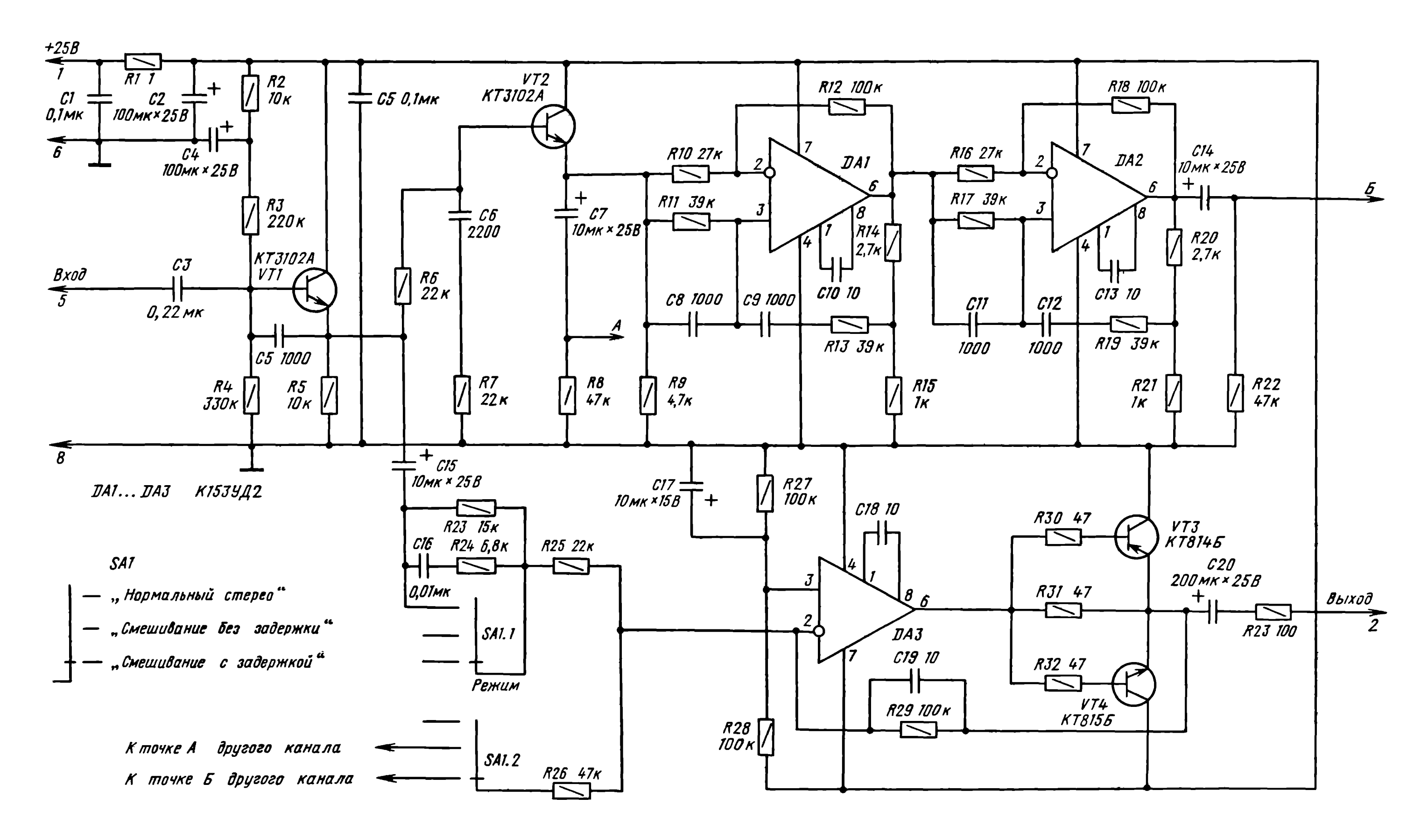


Рис 12.7. Принципиальная схема бинаурального преобразователя

Глава 13

КВАДРАПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

13.1. Общие сведения

Для усиления действий стереоэффекта, таких как увеличение локализации звуков по глубине, расширение площади действия стереоэффекта, создание точного ощущения «атмосферы зала», создаются четырехканальные квадрафонические системы звуковоспроизведения. В зависимости от числа записанных и воспроизводимых каналов они делятся на три типа:

полная или дискретная квадрафоническая система со структурой 4-4-4—четыре канала записи, четыре канала передачи и четыре канала воспроизведения;

квазиквадрафоническая система со структурой 4-2-4 — четыре канала записи, два канала передачи и четыре канала воспроизведения;

псевдоквадрафоническая система со структурой 2-2-4 — два канала записи, два канала передачи и четыре канала воспроизведения.

Широкому использованию квадрафонических систем препятствуют соображения экономического характера, так как четырехканальные носители первичной звуковой информации весьма дороги. Что касается усилителей и акустических систем, то здесь принципиальных затруднений в реализации квадрафонии нет. Для широкого применения полной квадрафонии пока не хватает соответствующих источников сигнала, т. е. передач в эфире, записей на грампластинках. Наиболее просто осуществить запись и воспроизведение квадрафонических сигналов при наличии четырехканального магнитофона. Среди полных квадрафонических систем грамзаписи наиболее известной является система CD-4, предложенная фирмой JVS-Victor (Япония). Грампластинки, изготовленные по системе CD-4, можно проигрывать на обычных моно- и стереофонических проигрывателях, т. е. эта система является совместимой.

Одной из известных систем квазиквадрафонии является матричная, типичные устройства которой строятся на основе метода SQ, предложенного фирмой CBS, и метода QS фирмы Sansui [11]. Эта система дает возможность с помощью существующих стереоприемников и усилителей принимать и воспроизводить квадрафонические передачи. Системы SQ и QS обеспечивают совместимость квадрапластинок с обычными и не требуют, в отличие от системы CD-4, специальных звукоснимателей.

Также известна отечественная система АВС, являющаяся разновидностью квазиквадрафонии [18]. Ее основное отличие от других известных систем состоит в расположении громкоговорителей по системе «трапеция» и в разных коэффициентах кодирования и декодирования. Декодер в системе АВС не содержит широкополосных фазовращателей и элементов логики. По качеству звучания система не уступает SQ и QS. Система АВС также является совместимой с обычной стереофонией.

В системах псевдоквадрафонии, как правило, используются узлы, позволяющие выделить из сигналов стереоканалов информацию, имитирующую эффект отражения в зрительном зале. Для этих целей используются устройства выделения разностного сигнала левого и правого каналов и широкополосных фазовращателей. Несмотря на свою простоту, псевдоквадрафония обеспечивает заметное расширение стереозоны и создает эффект присутствия в зрительном зале. Далее описываются несложные квадрапреобразователи различных систем, позволяющие получить эффект квадрафонического звучания.

13.2. Простой квадрапреобразователь системы АВС

Система АВС построена с учетом особенностей слухового пространственного восприятия при многоканальном воспроизведении. Полная совместимость системы АВС с обычной стереофонической позволяет использовать декодер АВС для прослушивания обычных стереопластинок с получением иллюзии пространственного эффекта.

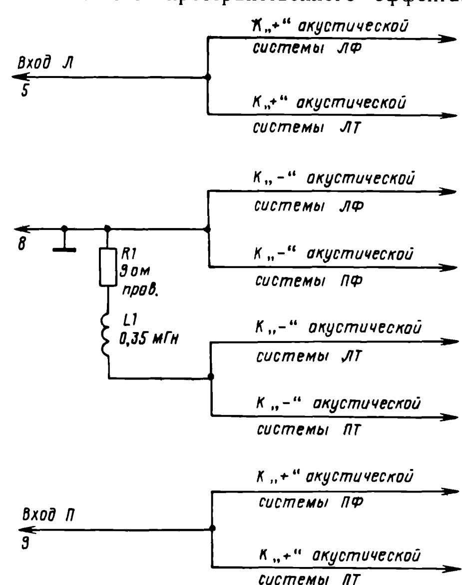


Рис 13 1 Принципиальная схема простого квадрапреобразователя системы АВС

Известны два варианта исполнения декодера системы АВС [18]. Первый, наиболее простой, состоит из сильноточного узла, включаемого между выходом стереофонического усилителя и громкоговорителями $ВА_{ЛФ}$, $ВА_{ПФ}$, $ВА_{ЛТ}$ и $ВА_{ПТ}$. Второй вариант декодирующего устройства более сложен; оно включается на входе УЗЧ частоты. При этом необходим четырехканальный усилитель.

Сильноточный декодер имеет определенные недостатки. Модуль полного электрического сопротивления громкоговорителя зависит от частоты, и его значение изменяется на 10...20 % от номинального в диапазоне частот 300...7000 Гц. Естественно, в данном случае это влияет на точность декодирования сигналов. Кроме того, довольно большое число регулировочных элементов, содержащихся в сильноточном декодере, затрудняет его настройку и эксплуатацию.

В значительной мере свободен от этих недостатков узел, описанный в [19], содержащий катушку индуктивности и резистор. Как видно из схемы декодера, показанной на рис. 13.1, к каждому выходу стереоусилителя подключено по громкоговорителю, которые являются в системе АВС фронтальными. Пространственные сигналы образуются включением между выходами стереоусилителя последовательно соединенных тыловых громкоговорителей, устанавливаемых слева и справа от слушателя. Точка соединения тыловых громкоговорителей соединяется с общим проводом через цепь L1, R1. Полное сопротивление этой цепи в диапазоне частот 150...15 000 Гц должно удовлетворять условию $Z_0 \approx 2{,}3Z_{ВА}$, где Z_0 — полное сопротивление цепи R1, L1; $Z_{ВА}$ — полное сопротивление тылового громкоговорителя.

В качестве тыловых громкоговорителей использовано по одной широкополосной динамической головке 4ГД-35, у которой индуктивность звуковой катушки головки равна 0,15 мГн, а активное сопротивление — 4 Ом. При этом сопротивление Z_0 будет состоять из последовательно соединенных катушки с индуктивностью, равной $2{,}3 \cdot 0{,}15 \approx$ $\approx 0{,}35$ мГн, и резистора, сопротивление ко-

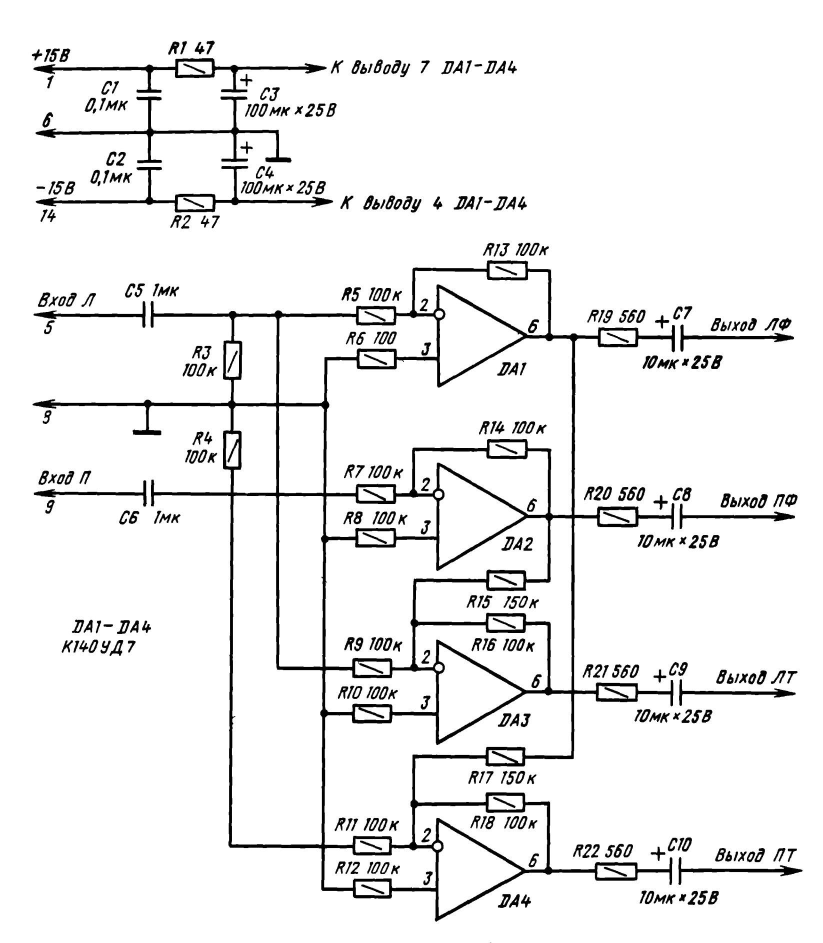


Рис. 13.2. Принципиальная схема квадрапреобразователя АВС на микросхемах

торого вместе с активным сопротивлением катушки 2,3·4=9,2 Ом.

Катушка индуктивности содержит 90 витков провода ПЭВ-1 0,51, намотанного в два слоя на каркасе диаметром 50 мм (длина намотки примерно 30 мм). Резистор R1 сопротивлением 9 Ом изготовлен из отрезка нихромового провода.

В тыловых громкоговорителях удобнее установить одну широкополосную головку, так как при использовании многополосных громкоговорителей затруднительно получить требуемое сопротивление Z_0 применением только катушки индуктивности и резистора. Кроме того, широкополосные головки, как правило, обеспечивают относительно высокое звуковое давление, что компенсирует потери мощности в цепи R1, L1 и позволяет получить необходимое соотношение громкости звучания тыловых и фронтальных громкоговорителей.

Обычно сигналы частотой ниже 200 Гц в стереоканалах синфазны, а электрическая прочность звуковых катушек широкополосных головок достаточно высока, поэтому номинальная мощность тыловых громкоговорителей может быть в 1,5—2 раза ниже фронтальных при одинаковой активной составляющей их сопротивления.

Точная настройка квадрапреобразователя состоит в подборе сопротивления резистора R1 и катушки L1 опытным путем. Для этого выводы тыловых громкоговорителей, идущие к выходам стереоусилителя, соединяют вместе и подключают к выходу генератора звуковых сигналов. При изменении его частоты в пределах 150...15 000 Гц напряжение на последовательно соединенных R1, L1 не должно выходить за пределы 0,8... 0,85 напряжения на выходе звукового генератора. Для большего удобства настройки индуктивность катушки L1 и сопротивление резистора R1 рекомендуется первоначально брать на 5...10 % больше расчетных.

13.3. Квадрапреобразователь АВС на микросхемах

При наличии четырехканального усилителя мощности звуковой частоты декодирующее устройство системы АВС включается на его входе. Схема такого слаботочного декодера показана на рис. 13.2. Он имеет следующие технические характеристики:

Входное напряжение:	
номинальное	0,8 В
максимальное	3,5 В
Входное сопротивление	100 кОм
Номинальный диапазон частот	5...30 000 Гц
Коэффициент гармоник на частоте 1 кГц	0,05 %
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	70 дБ
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	35 мА

В декодер входят четыре ОУ DA1—DA4, позволяющие точно суммировать и вычитать сигналы, и масштабные резисторы R5, R7, R9, R11, R13—R18, подобранные с точностью 1 %. Эти резисторы образуют прецизионные делители напряжения на инвертирующих входах DA1—DA4.

Налаживание декодера заключается в проверке соотношения выходных сигналов ЛФ—Л, ПФ—П, ПТ—ПФ-0,7ЛФ и ЛТ—ЛФ—0,7ПФ. В процессе эксплуатации какой-либо регулировки устройства не требуется.

Глава 14

УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

14.1. Общие сведения

Усилители мощности выполняют функции оконечных каскадов усилителей ЗЧ и предназначены для создания необходимой мощности на внешней нагрузке, которой обычно является акустическая система.

В комплексах высококачественного звуковоспроизведения усилитель мощности обычно выполняют в виде отдельного блока (или субблока). Он не содержит корректирующих АЧХ элементов и имеет плоскую АЧХ в широком диапазоне частот. В этом блоке не предусматривают никаких регулировок. Устанавливается лишь индикатор уровня выходной мощности. Уровень входного сигнала для этого усилителя нормируется, и обычно он равен 775±50 мВ. Усилитель имеет большую выходную мощность (более 10 Вт), минимальный уровень собственных шумов (ниже —60 дБ) и коэффициент гармоник меньше 1 %. Фазо-частотная характеристика линейна в диапазоне частот 20...30 000 Гц.

Значительный запас мощности, которым обладает усилитель, позволяет получить большой динамический диапазон громкостей, что повышает естественность звучания, улучшает стабильность работы при номинальной мощности и обеспечивает незначительные нелинейные искажения. Максимальная выходная мощность, которая может быть передана в нагрузку, определяется максимальными значениями напряжения, действующего на выходе усилителя, и тока, протекающего через усилитель при заданной нагрузке. Эти значения целиком и полностью определяются параметрами выходных транзисторов. Поэтому для усилителей мощности характерным является применение в

оконечном каскаде высоковольтных транзисторов повышенной мощности, потребляющих от источников питания большую энергию. В свою очередь максимальное использование оконечных транзисторов по напряжению и току приводит к росту нелинейных искажений.

Снижение уровня нелинейных искажений достигается в основном введением глубокой ООС. Однако при этом возрастает запаздывание сигнала на выходе и в цепи ООС, что является причиной динамических искажений.

На слух динамические искажения проявляются в виде потери высших частот, в неестественном оттенке звучания, так называемом «транзисторном звуке». Степень динамических искажений оценивается по скорости нарастания выходного напряжения усилителя мощности. Чтобы уменьшить динамические искажения в высококачественных усилителях, глубину ООС ограничивают в пределах 20...30 дБ. В качестве оконечных применяют мощные высокочастотные биполярные или полевые транзисторы, которые позволяют расширить диапазон усиливаемых частот и тем самым повысить быстродействие усилителя. Меры, принимаемые для снижения динамических искажений, приводят к возрастанию нелинейных искажений. Условия поддержания динамических и нелинейных искажений на низком уровне являются противоречивыми.

Часто, чтобы уменьшить нелинейные искажения в усилителях малой мощности, выходной каскад работает в режиме А. Однако это затрудняет термостабилизацию большого тока покоя транзисторов выходного каскада и снижает КПД усилителя.

В настоящее время в основном применяются бестрансформаторные выходные каскады, которые реализуют на трех- и четырехэлементных составных транзисторах при нескольких параллельно соединенных выходных транзисторах. Для них обычно предусматривается устройство защиты при перегрузке сигналом большого уровня и при коротком замыкании на выходе.

Качественные показатели усилителей мощности в основном определяют качество всего усилительного устройства и поэтому неудивительно, что разработчики аппаратуры высококачественного звуковоспроизведения уделяют наибольшее внимание созданию высококачественных усилителей мощности. Поскольку требования к снижению нелинейных и динамических искажений являются противоречивыми, то это является источником поиска для разработчиков, это же обстоятельство объясняет многообразие технических решений, появляющихся в последнее время.

К основным параметрам усилителей мощности звуковой частоты относятся следующие:

максимальная выходная мощность P_{max} [Вт] — выходная электрическая мощность на частоте 1 кГц при коэффициенте гармоник 10 %;

номинальная выходная мощность $P_{ном}$ [Вт] — выходная электрическая мощность при коэффициенте гармоник, заявленном для этого усилителя на частоте 1 кГц;

номинальная выходная мощность в полосе рабочих частот $P_{ном}(\Delta f)$ [Вт] — минимальная выходная электрическая мощность в диапазоне частот 20...20 000 Гц при коэффициенте гармоник, заявленном для этого усилителя на частоте 1 кГц;

коэффициент гармоник $K_г$ [%] — коэффициент нелинейных искажений, когда входным низкочастотным сигналом является синусоидальное напряжение;

коэффициент гармоник в режиме малой выходной мощности $K_г$ *(50 мВт)* [%] — коэффициент гармоник, измеренный при выходной мощности 50 мВт;

коэффициент гармоник в полосе частот $K_г(\Delta f)$ [%] — максимальный коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20 000 Гц при номинальной выходной мощности;

отношение сигнал-шум [дБ] — логарифм отношения выходного напряжения усилителя при номинальной мощности к среднеквадратическому напряжению шумов усилителя в полосе частот 20...20 000 Гц;

нормированная АЧХ [дБ] — зависимость нормированного значения усиления G от частоты; $G=20\lg(K/K_0)$, где K — коэффициент усиления усилителя в диапазоне частот; K_0 — коэффициент усиления на частоте 1 кГц;

полоса рабочих частот Δf [Гц] — диапазон частот, внутри которого нормированная АЧХ усилителя имеет неравномерность не более $\pm 1{,}5$ дБ, измеряют при $P_{вых}=0{,}1\,P_{ном}$;

фазо-частотная характеристика $\Delta\varphi$ [градус] — зависимость фазового сдвига $\Delta\varphi$ между составляющими входного и выходного напряжения от частоты f; $\Delta\varphi_н$ — значение $\Delta\varphi$ на частоте 20 Гц (нижнее), $\Delta\varphi_в$ — значение $\Delta\varphi$ на частоте 20 кГц (верхнее).

коэффициент нелинейности фазовой характеристики $\delta\varphi$ [градус] — наибольшее отклонение фазовой характеристики реального усилителя относительно идеальной фазовой характеристики, изменяющейся по линейному закону; $\delta\varphi_н$ — значение $\delta\varphi$ на частоте 20 Гц, $\delta\varphi_в$ — значение $\delta\varphi$ на частоте 20 кГц;

максимальная скорость нарастания выходного напряжения V_{max} [В/мкс] — максимальное отношение $\Delta U_{вых}/\Delta t$, где Δt — интервал времени, за который происходит изменение выходного напряжения $U_{вых}$ на значение $\Delta U_{вых}$ на участке с наиболее крутым фронтом.

Далее будут описаны усилители мощности, согласованные по входу с выходами узлов, описанных ранее и обеспечивающих согласованную работу на нагрузку 4 и 8 Ом. Технические характеристики описанных далее усилителей мощности измерены при сопротивлении нагрузки $R_н=8$ Ом. При $R_н=4$ Ом практически все параметры усилителей остаются без изменений, несколько хуже будет коэффициент гармоник и несколько выше выходная мощность.

14.2. Усилитель мощности с выходными транзисторами составного типа

Усилитель имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальная выходная мощность	60 Вт
Коэффициент гармоник . . .	0,05 %
Полоса рабочих частот . . .	10..100 000 Гц
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	100 дБ
Напряжение питания	±40 В
Ток покоя	25 мА

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 14.1. Входной каскад усилителя состоит из дифференциального каскада на транзисторах VT2, VT5 и источника тока на транзисторах VT1, VT3, VT4. Применение источника постоянного тока уменьшает нелинейные искажения и ограничивает влияние пульсаций источника питания на дифференциальный каскад. Неодинаковостью сопротивлений резисторов R3 и R6 достигается оптимальный ток через транзисторы VT2 и VT5. Коррекция по запаздыванию конденсатором C5, ограничивая скорость нарастания выходного сигнала в усилителе, уменьшает интермодуляционные искажения.

Усиление входного каскада очень небольшое. Основное усиление по напряжению обеспечивают параллельно включенные транзисторы VT7, VT10 второго каскада. Местные ООС через резисторы R10, R11, R15 и источник постоянного тока на транзисторах VT6, VT9 делают АЧХ каскада высоколинейной. Транзистор VT8 защищает этот каскад (VT7, VT10) от перегрузок. Когда ток через резистор R10 превышает 50 мА, транзистор VT8 открывается, шунтируя базовые цепи транзисторов VT7, VT10

Смещение на выходной каскад (транзисторы VT12, VT13) устанавливается транзистором VT11, напряжение на базе которого регулируют резистором R14. Для температурной стабилизации тока покоя выходного каскада транзистор VT11 размещают на одном с VT12 и VT13 теплоотводе. Элементы C7—C9, R18 предотвращают самовозбуждение усилителя на высоких частотах. Глубина общей ООС, охватывающей весь усилитель, определяется соотношением сопротивлений резисторов R7 и R8. Очень высокая линейность каскада усиления напряжения позволяет достигнуть сравнительно малых искажений при разомкнутой цепи обратной связи (около 1 % при размахе напряжения на выходе 30 В). Это позволяет при небольшой глубине общей ООС получить приемлемое значение гармонических искажений. Одновременно небольшая глубина ООС уменьшает переходные интермодуляционные искажения. Предохраните-

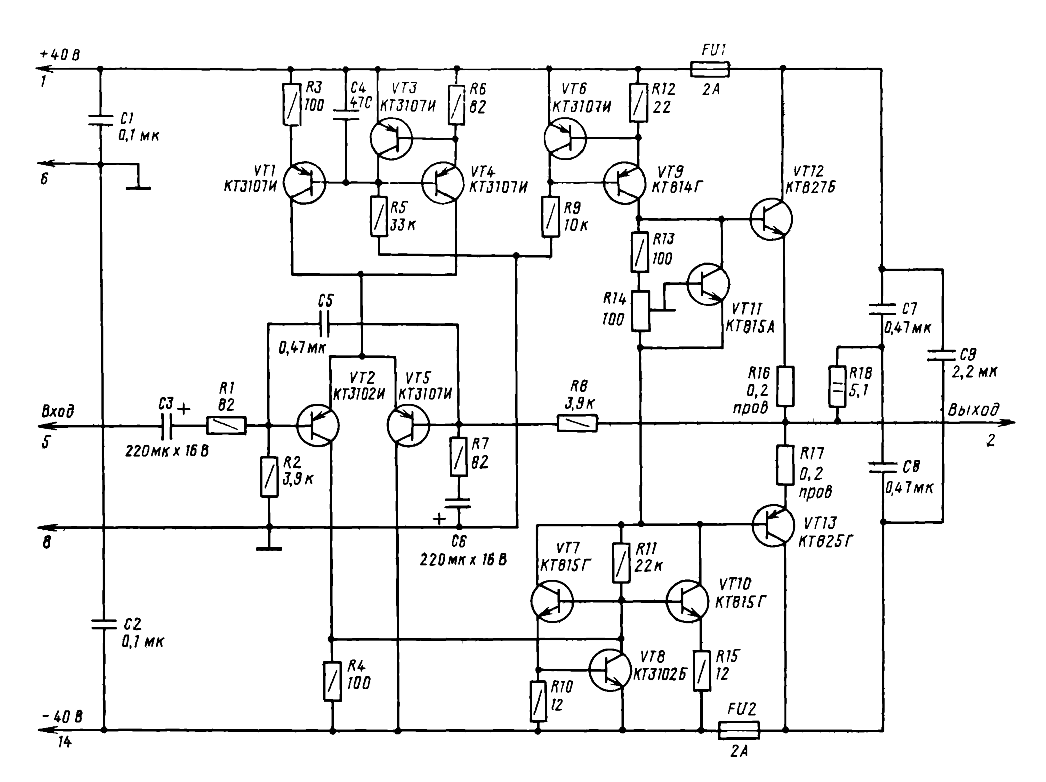


Рис. 14 1. Принципиальная схема усилителя мощности с выходными транзисторами составного типа

Рис. 14.2 Печатная (а) и монтажная (б) платы усилителя мощности с выходными транзисторами составного типа

ли FU1, FU2 защищают выходные транзисторы от перегрузки.

Усилитель налаживают следующим образом. После проверки правильности монтажа предохранители FU1 и FU2 временно удаляют. Вместо них включают резисторы любого типа сопротивлением 100 Ом с мощностью рассеивания не менее 0,5 Вт. Затем подсоединяют источник питания и замеряют на них (когда нет входного сигнала) падение напряжения. Подстраивая резистор R14, устанавливают его равным примерно 2,5 В. При этом ток покоя выходных транзисторов будет 25 мА. После этого проверяют, нет ли постоянного напряжения на выходе усилителя.

Если резистором R14 не удается получить необходимый ток покоя или если напряжение на выходе усилителя больше, чем 1 В, это означает, что в усилителе имеются дефектные детали, подлежащие замене. Если же результаты измерений соответствуют требуемым, то вместо временно включенных резисторов можно установить предохранители и проверить работу усилителя, подав на его вход сигнал. Описываемая методика настройки позволяет предохранить выходные транзисторы от выхода из строя при неисправных элементах в узле. На рис. 14.2 показаны печатная и монтажная платы усилителя.

14.3. Усилитель мощности звуковой частоты с низкими динамическими искажениями

Как известно, чтобы снизить гармонические искажения, усилитель обычно охватывают общей глубокой ООС. При этом, когда на входе усилителя действует сигнал с высокой скоростью нарастания, запаздывание по цепи ООС приводит к перегрузке входного каскада и к большим искажениям усиливаемого сигнала, не устраняемыми цепью ООС. Возникают динамические искажения, выражающиеся в так называемом «транзисторном» звуке. Борьба с ними ведется увеличением линейности АЧХ и уменьшением усиления каждого из входящих каскадов, введением местных ООС, обхватом всего усилителя небольшой ООС. Далее рассмотрен усилитель, в котором использованы указанные методы, снижающие динамические искажения. Он имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальная выходная мощность ($R_н$=8 Ом)	50 Вт
Коэффициент гармоник	0,1 %
Полоса рабочих частот	20...100 000 Гц
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	100 дБ
Напряжение питания	±36 В
Ток покоя	30 мА

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 14.3. Как видно из схемы, усилитель обладает полной симметрией для обеих полуволн усиливаемого сигнала, что позволяет снизить нелинейные искажения при разомкнутой петле ООС. Транзисторы VT1—VT4 образуют двухтактный дифференциальный каскад, усиление которого ограничено резисторами R6, R7, R10, R11. Резисторы в коллекторной нагрузке имеют сопротивление 3,9 кОм, что определяет небольшое усиление входного каскада и широкую полосу пропускания. Усиление каскада по напряжению на транзисторах VT5, VT7 определяется соотношением сопротивлений резисторов R23 и R21, R24 и R22. Предоконечный каскад на транзисторах VT10, VT11, включенных по схеме ОК, работает в режиме А.

Выходной каскад на транзисторах VT12, VT13 работает в режиме АВ. Транзисторы VT8 и VT9 защищают выходной каскад от короткого замыкания в нагрузке. Температурную стабилизацию тока покоя выходного каскада и его значение обеспечивает транзистор VT6, установленный на общий с VT12 и VT13 теплоотвод. Подстроечным резистором R20 регулируют начальный ток смещения оконечных транзисторов.

Усилитель охвачен цепью ООС с элементами C9, R17, R28. Соотношение между сопротивлениями резисторов R17 и R28 определяет усиление узла. В цепь питания включены резистивно-емкостные цепи C2, R2 и R3, C3, предотвращающие паразитные колебания на индуктивностях питающих шин. Конденсатор C6 ограничивает полосу пропускания усилителя (частотой 100 кГц), а вместе с резистором R4 и скорость нарастания сигналов, подаваемых на вход усилителя.

Транзисторы VT5, VT7, VT10, VT11 должны быть снабжены небольшими теплоотводами. Точность всех резисторов должна быть не хуже 5 %. Катушка L1 изготовлена на каркасе диаметром 6 мм и содержит 30 витков провода ПЭВ-2 0,8, намотанного в два слоя.

Перед настройкой усилителя необходимо проверить правильность монтажа. Включив питание, контролируют режим работы транзисторов по постоянному току. Затем на вход узла подают сигнал частотой 10 кГц и уровнем 10 мВ. Подстраивая резистор R20, добиваются исчезновения искажений типа «ступенька» (наблюдают на экране осциллографа).

14.4. Усилитель мощности, звуковой частоты с малыми искажениями и высокой скоростью нарастания

Один из способов минимизации гармонических искажений состоит в лучшем, насколько это возможно, согласовании усилительных каскадов между собой. Используя обычные схемотехнические решения, можно создать усилитель со следующими основными техническими характеристиками:

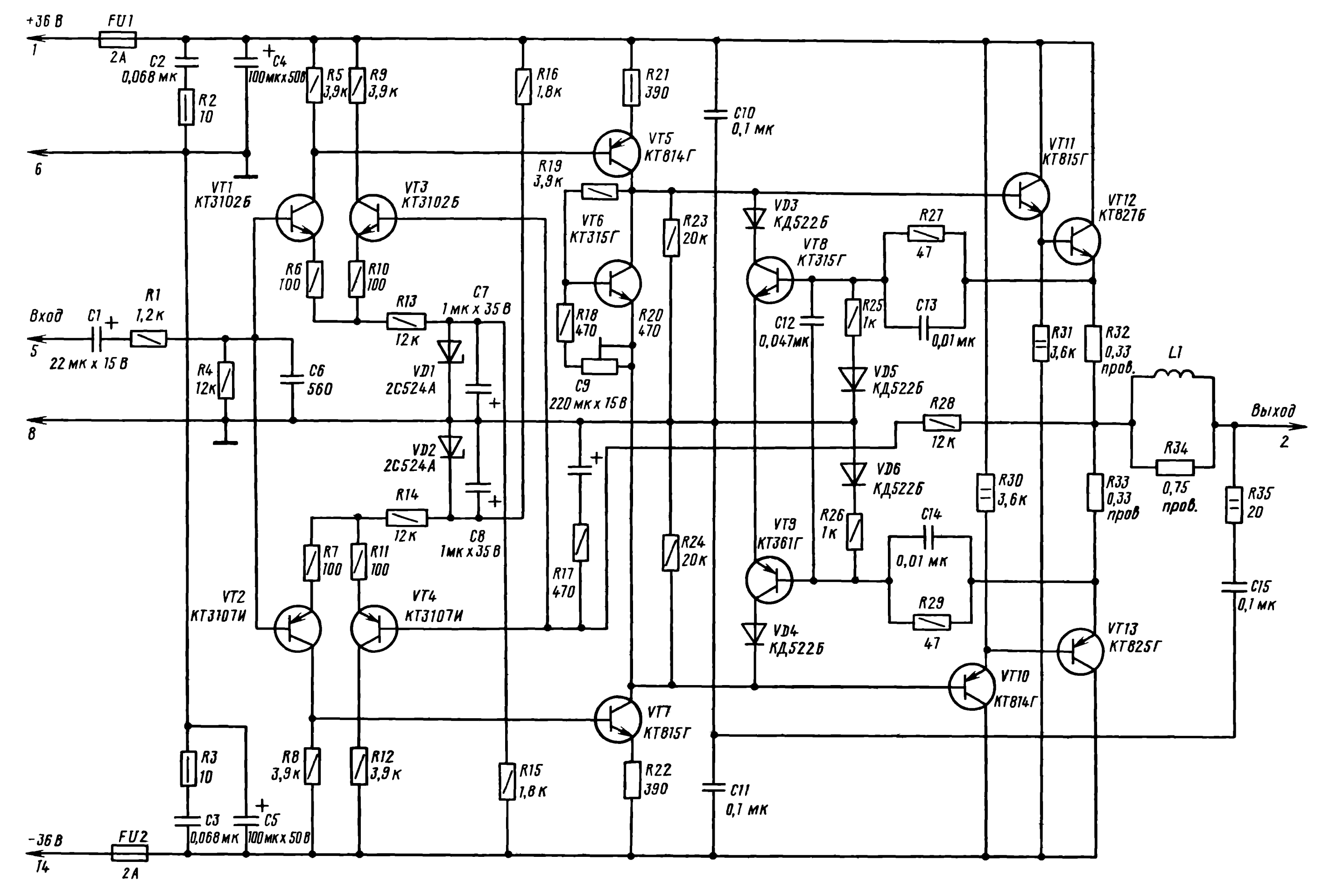


Рис. 14.3. Принципиальная схема усилителя мощности звуковой частоты с низкими динамическими искажениями

4 Зак 1603

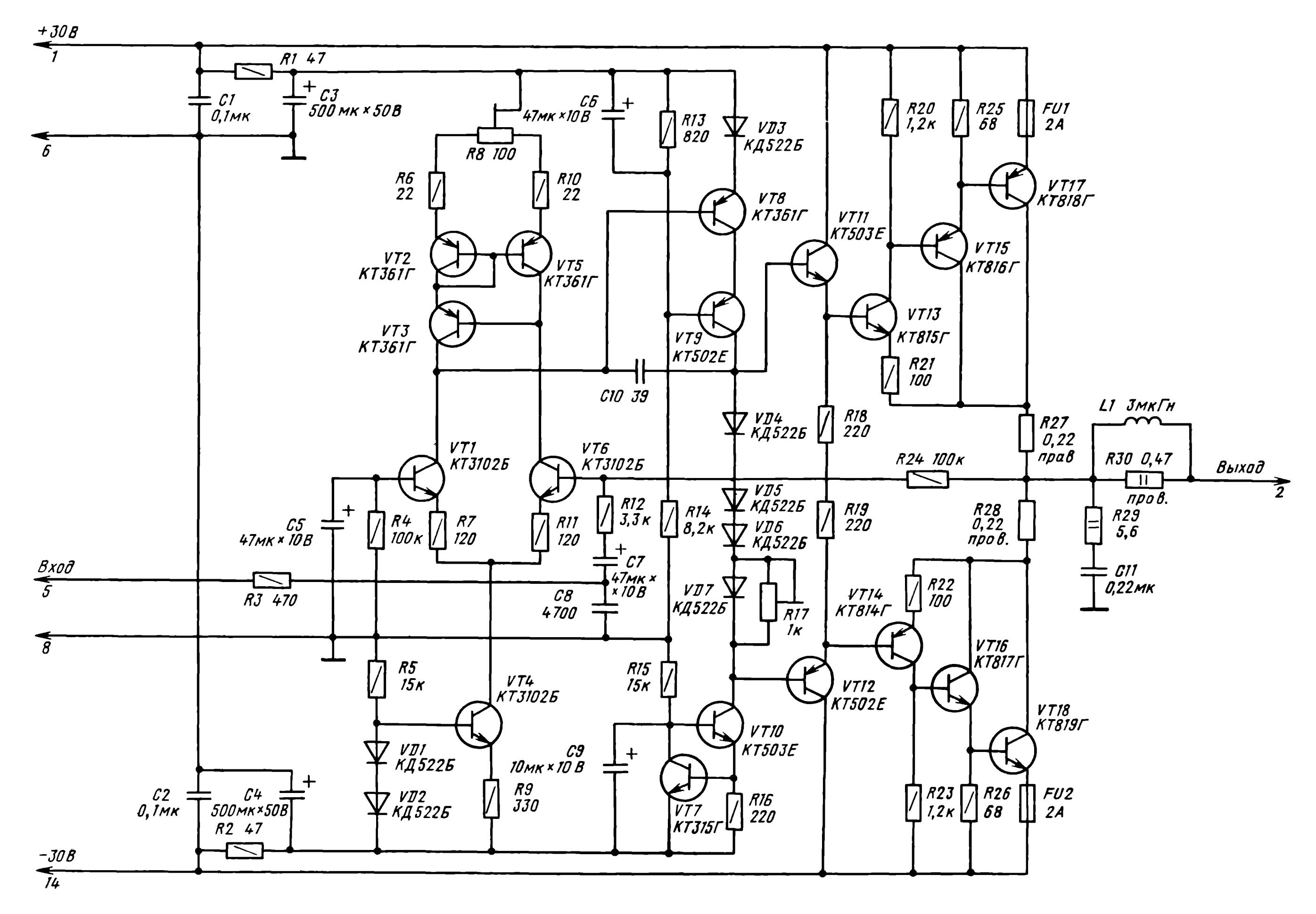


Рис. 14.4. Принципиальная схема усилителя мощности звуковой частоты с малыми искажениями и высокой скоростью нарастания

Номинальная выходная мощность ($R_н$ = 8 Ом)	40 Вт
Коэффициент гармоник	0,008 %
Полоса рабочих частот	20...70 000 Гц
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	100 дБ
Напряжение питания	±30 В
Ток покоя	20 мА

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 14.4. Транзисторы VT1 и VT6 образуют обычный дифференциальный усилитель с источником постоянного тока на транзисторе VT4 (с током около 2 мА). Нагрузка входного каскада — транзисторы VT3, VT2 и VT5, образующие «токовое зеркало» — позволяет увеличить скорость нарастания по сравнению с тем, когда используется нагрузка в традиционном виде. Подстройкой резистора R8 можно уменьшить амплитуду четных гармоник.

Каскад усиления по напряжению на транзисторах VT8, VT9 выполнен по каскодной схеме, что позволило резко уменьшить влияние изменения емкости база-коллектор VT8 на скорость нарастания сигнала. Фактически скорость нарастания определяется емкостью конденсатора C10. Без элементов R3, C8, R29, C11 скорость нарастания сигнала в усилителе достигала 40 В/мкс, что близко к расчетному значению, определяемому как $I_{K\,VT4}/C_{10} = 2\cdot10^{-3}/39\cdot10^{-12} \approx 50$ В/мкс. Нагрузкой каскада служит источник тока на транзисторах VT7, VT10, улучшающий линейность каскада и уменьшающий искажения.

Выходной каскад на транзисторах VT11—VT18 выполнен по традиционной схеме. Начальное смещение выходного каскада и его температурная стабилизация обеспечивается диодами VD4—VD6. Параллельная обратная связь через цепь C7, R12, R24 в итоге также снижает нелинейные искажения (если сравнивать с обычной ООС). На входе усилителя установлен ФНЧ (R3, C8) с частотой среза 70 кГц.

Предварительно узел настраивают так же, как и описано в § 14.3. Регулировкой резистора R17 добиваются падения напряжения около 2В на каждом резисторе сопротивлением 100 Ом, включенном вместо предохранителей. Это будет соответствовать току покоя выходных транзисторов 20 мА. Затем устанавливают предохранители. Если в распоряжении радиолюбителя имеется только авометр, то резистором R8 обеспечивают равенство коллекторных токов транзисторов VT1 и VT6, а R17 регулирует ток выходных транзисторов, чтобы он был равен 20 мА. При наличии осциллографа и измерителя нелинейных искажений, на вход усилителя подают сигнал частотой 10 кГц и резистором R8 устанавливают минимум нелинейных искажений, а R17 устраняет «ступеньку».

14.5. Усилитель мощности звуковой частоты с дифференцирующими петлями обратной связи

Описываемый усилитель имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальная выходная мощность	60 Вт
Коэффициент гармоник	0,005 %
Полоса рабочих частот	10...100 000 Гц
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	100 дБ
Напряжение питания	±40 В
Ток покоя	50 мА

Принципиальная схема усилителя мощности приведена на рис. 14.5. Входной каскад на транзисторах состоит из дифференциального усилителя на транзисторах VT2, VT6 с коллекторным током 1,5 мА, источника постоянного тока на транзисторе VT3 и коллекторной нагрузки на транзисторах VT1, VT4 (образующих токовое зеркало) и VT5. Транзистор VT5, включенный по схеме ОБ, выравнивает напряжение на коллекторах VT2 и VT6 в статическом режиме.

Усилитель тока на транзисторах VT8, VT9 работает с током покоя около 3 мА, определяемым резистором R16. Ток покоя каскада усиления по напряжению на транзисторе VT10 равен 8 мА. Транзистор VT7 защищает этот каскад от перегрузок.

Предоконечный и выходной каскады выполнены на транзисторах VT14—VT17. Ток покоя предвыходного каскада, определяемый резистором R29, равен приблизительно 25 мА. Температурную стабилизацию тока покоя выходного каскада осуществляет транзистор VT11, установленный на общем с выходными транзисторами теплоотводе. Ток покоя выходного каскада (в пределах 40...60 мА) регулируют резистором R19. На транзисторах VT12, VT13 выполнен узел быстродействующей защиты мощных транзисторов от короткого замыкания в нагрузке. Обычную защиту обеспечивают предохранители FU1 и FU2. В редко встречающемся случае повреждения выходных транзисторов эти предохранители также ограничивают ток через нагрузку 2 А, что соответствует мощности 32 Вт на нагрузке сопротивлением 8 Ом.

Весь усилитель охвачен цепью общей ООС с элементами R11, C5, R10; усиление определяется соотношением сопротивлений резисторов R10 и R11. Дополнительные элементы C7, R12, включенные последовательно с ООС, осуществляют низкочастотную коррекцию, позволяющую воспроизводить низкочастотные прямоугольные импульсы без спада плоской вершины импульса.

Кроме того, усилитель охвачен двумя петлями дополнительных цепей обратной связи с элементами C9, C11, позволяющих

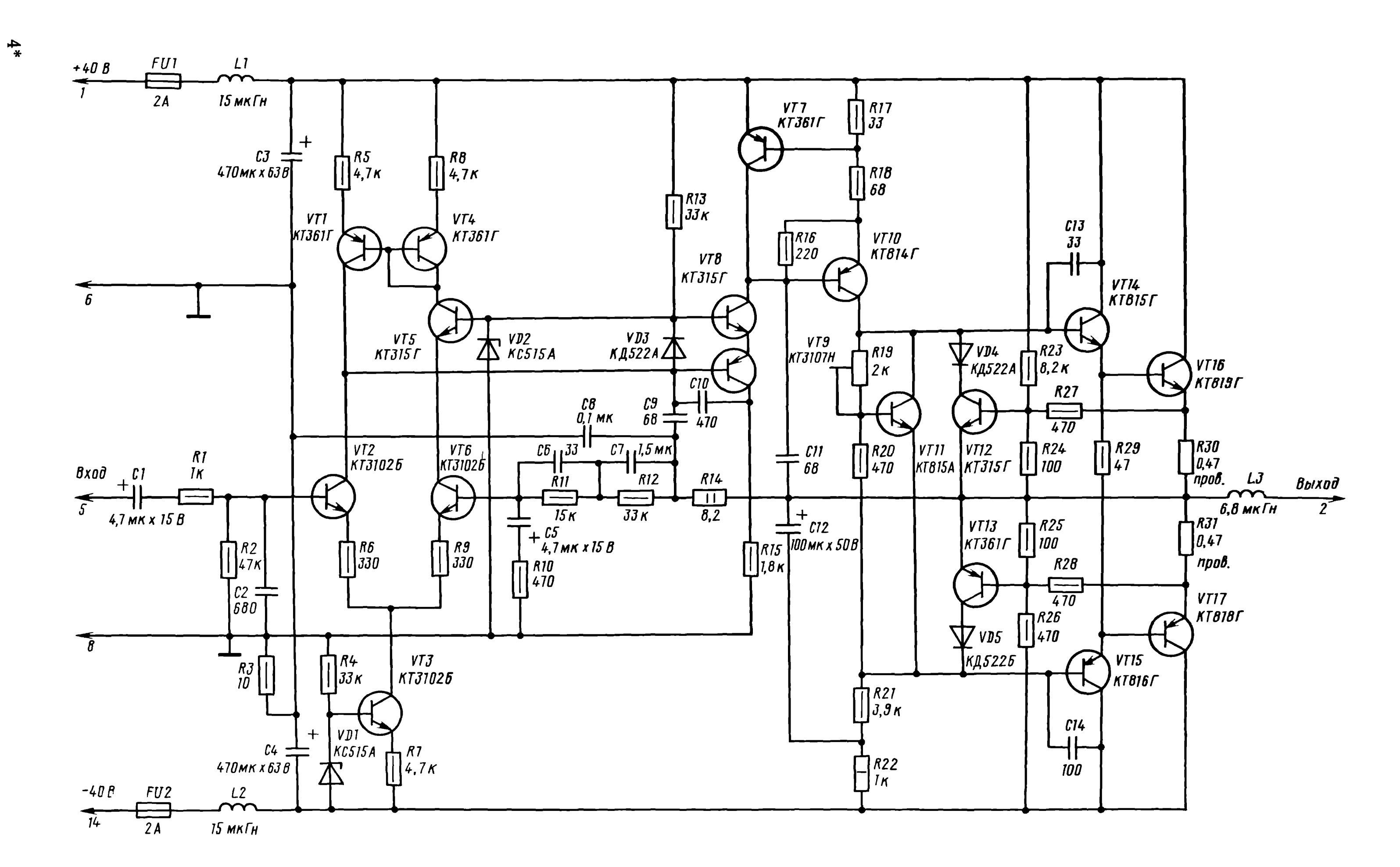


Рис 14.5 Принципиальная схема усилителя мощности ЗЧ с дифференцирующими петлями обратной связи

заметно уменьшить гармонические искажения. За рубежом усилители с такими дополнительными связями получили название усилителей с гнездовыми дифференцирующими петлями обратной связи (буквальный перевод выражения Amplifier Using Nested Differentiating Feedback Loops или усилитель NDFL-типа).

Цепь R1, C2 образует ФНЧ с частотой среза 200 кГц.

В любом усилителе, где искажения измеряются тысячными долями процента, становится очень важным определение и устранение причины возникновения искажения. Одна из таких причин связана с токами, циркулирующими в шинах «земля» и шинах источника питания. Любая взаимная индуктивность между проводом источника питания (включая землю) и сигнальным проводом (также включая землю) вызывает появление четных гармонических искажений, не устраняемых цепью ООС. Поэтому в этих случаях очень важными становятся разводка проводов и размеры шин, «земля» и источника питания на печатной плате и разводки между платой усилителя, входными и выходными разъемами и источником питания.

В конструкции усилителя используются три раздельные шины земли: сигнальная (вывод 8), сильноточная (вывод 6) и земля металлического шасси—корпус. Все шины объединяются через корпус следующим образом. Сигнальная земля от платы усилителя связана с шасси через экранную оплетку входного сигнального провода. Выводы с платы от сильноточной земли и выхода усилителя скручиваются, образуя витую пару, и провод сильноточной земли также прикрепляют к шасси. Кроме того, с землей шасси соединяют вывод от источника питания. Через резистор R3 связаны сигнальная и сильноточная шины земли на плате усилителя. Этот резистор на низких частотах замкнут накоротко через экран входного провода и провод сильноточной земли. Но на высоких частотах, где сказывается индуктивность проводов, резистор R3 обеспечивает замыкание земляных шин. Дроссели L1 и L2 в цепях питания подавляют циркулирующие токи.

Резисторы R6 и R9 должны иметь точность не хуже 1...2 %, остальные элементы — 5 %. Дроссели L1 и L2 изготовлены на каркасах диаметром 12 мм и содержат несколько слоев, намотанных виток к витку (длина намотки 7,5 мм), провода ПЭВ-2 0,75 длиной 1 680 мм. При этом длина каждого вывода должна быть 20 мм. Катушка L3 выполнена на таком же каркасе проводом ПЭВ-2 1,25 длиной 1 190 мм. Ее устанавливают на плате без применения металлических винтов.

Настройка усилителя состоит в установке резистором R19 тока покоя транзисторов выходного каскада в пределах 40...60 мА. Удобно при этой операции измерять суммарное падение напряжения на резисторах R30 и R31 при отсутствии входного сигнала. Оно должно составлять 40...60 мВ.

14.6. Усилитель мощности звуковой частоты, работающий в режиме В с коррекцией искажений прямой связью

Усилитель имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальная выходная мощность	60 Вт
Коэффициент гармоник . . .	0,05 %
Полоса рабочих частот . . .	20 ..100 000 кГц
Отношение сигнал-шум (невзвешенное)	100 дБ
Напряжение питания	±40 В
Ток покоя выходного каскада .	0 мА

Режим работы В выходного каскада используется довольно редко. Это связано с тем, что усилитель при этом обладает довольно значительными нелинейными искажениями, особенно при малых уровнях выходного сигнала. Однако этот недостаток можно устранить, если использовать метод коррекции искажений с использованием прямой связи (Feed Forward Error Correction). Подобный метод впервые был использован английской фирмой Quad в своем усилителе «405» и позволил получить коэффициент гармоник на средних частотах менее 0,01 %.

Схема усилителя, использующего такой метод компенсации нелинейных искажений и выполненный на отечественной элементной базе, показана на рис. 14.6. Работа выходного каскада в экономичном режиме В позволила повысить КПД и решить проблему термостабилизации тока покоя.

Устройство состоит из четырехкаскадного предварительного усилителя (DA1, VT3—VT6, VT9), работающего в режиме А, выходного каскада (VT10—VT12), узла защиты выходного каскада от перегрузок (на транзисторах VT7, VT8) и элементов задержки включения входного сигнала (VT1, VT2). Элементы C13, R18, R34, L3 образуют мост.

Условие компенсации нелинейных искажений в таком устройстве совпадает с условием баланса моста: $L_3 = R_{18}R_{34}C_{13}$. Если исключить резистор R34, то устройство можно рассматривать как обычный усилитель ЗЧ, где элемент R18 обеспечивает ООС, C13 корректирует АЧХ, L3 предотвращает высокочастотное самовозбуждение. В таком усилителе требование стабильности вызывает необходимость уменьшения глубины ООС с ростом частоты сигнала, что, естественно, вызывает рост нелинейных искажений выходного тока. При подключении резистора R34 через него течет компенсирующий ток и происходит эффективная компенсация на средних и высоких частотах сигнала. На низких частотах баланс моста может нарушаться из-за активной составляющей в полном сопро-

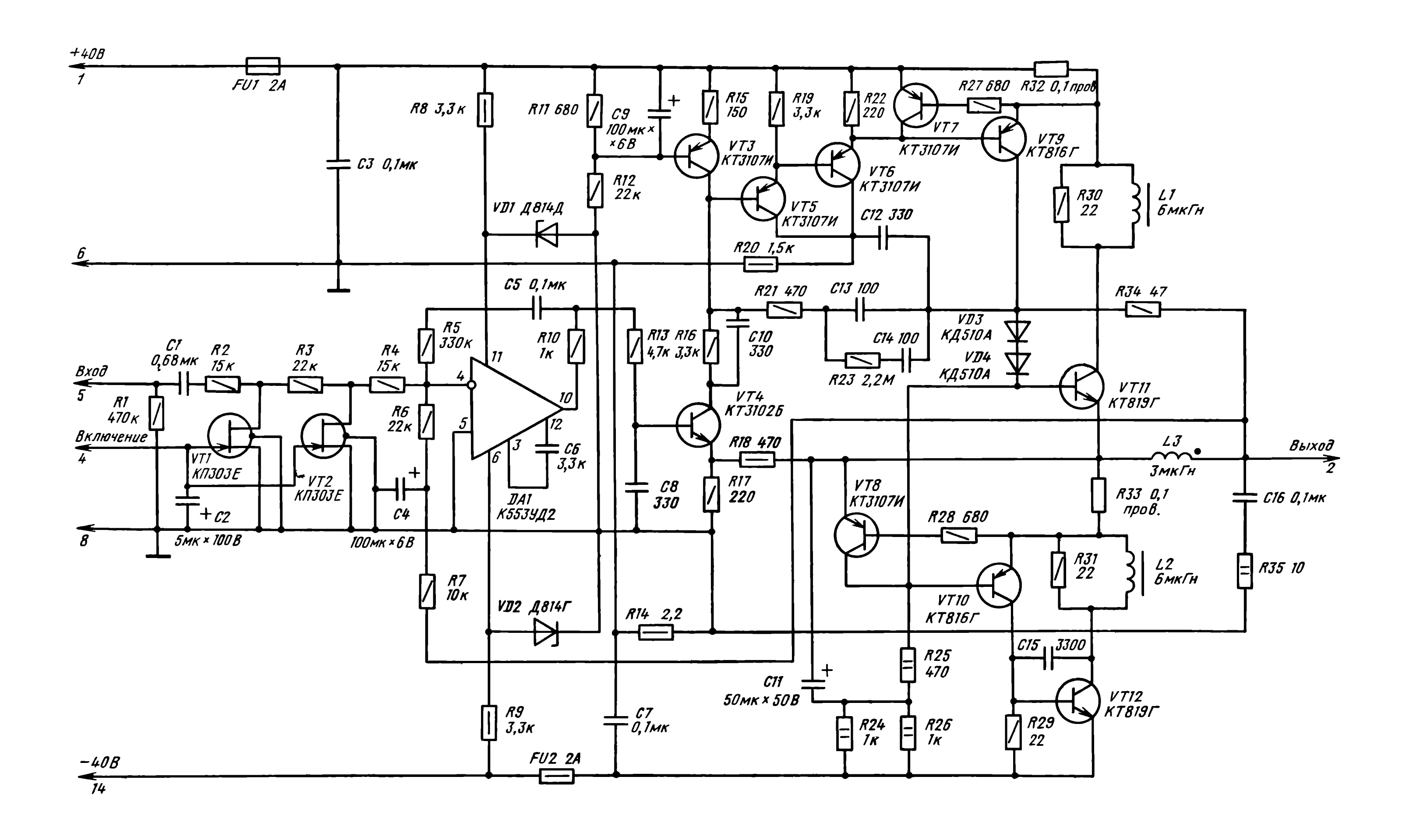


Рис 14 6 Принципиальная схема усилителя мощности ЗЧ, работающего в режиме В, с коррекцией искажений с прямой связью

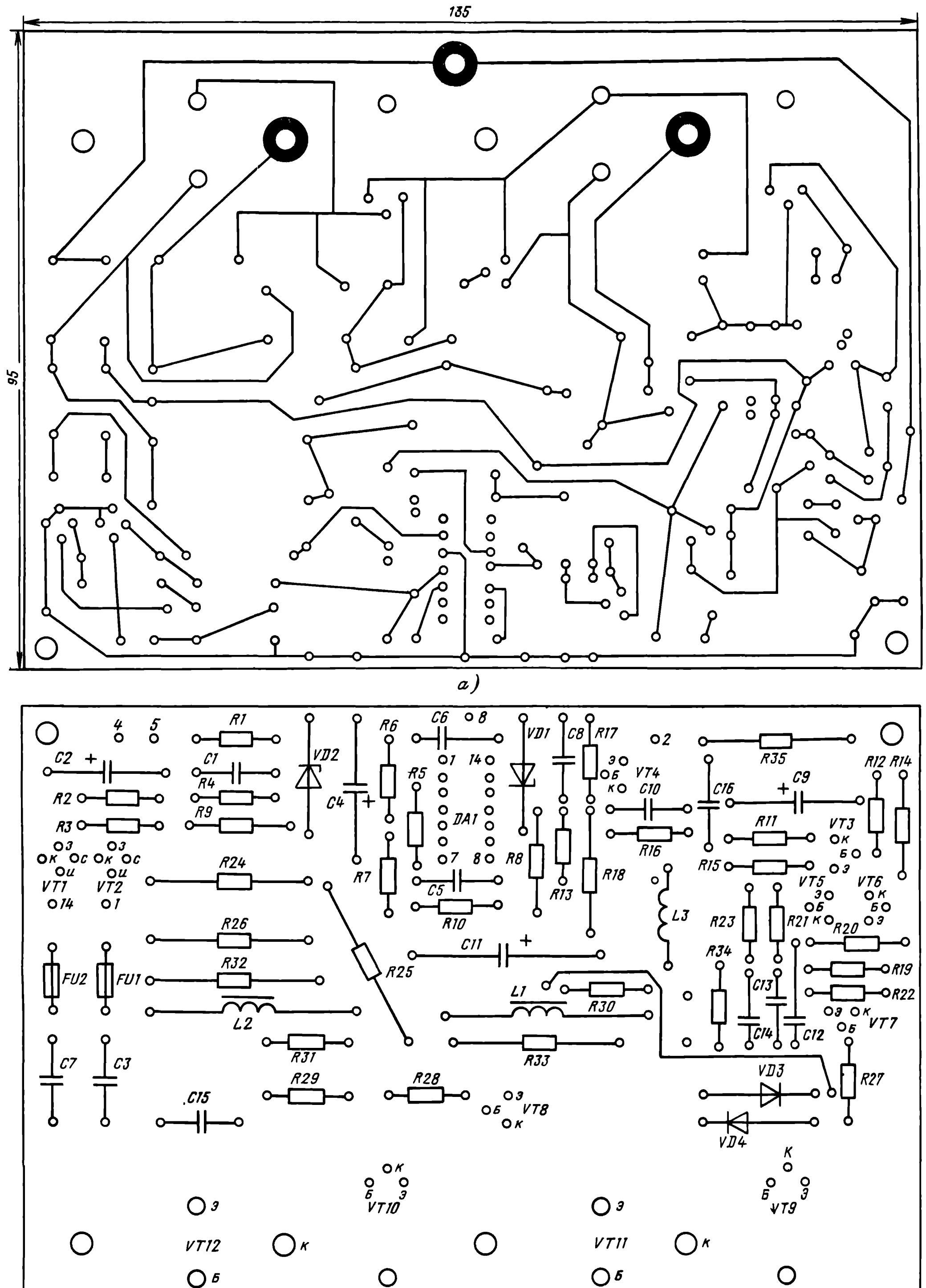


Рис. 14.7 Печатная (а) и монтажная (б) платы усилителя мощности ЗЧ, работающего в режиме В, с коррекцией искажений прямой связью

тивлении катушки L3. Это нарушение баланса моста на низких частотах компенсируется глубокой ООС, напряжение которой через делитель R17, R18 поступает в эмиттерную цепь транзистора VT4.

Весь усилитель охвачен глубокой ООС по постоянному току (через резистор R7), поддерживающий на выходе усилителя нулевое напряжение. Транзисторы VT7, VT8 защищают выходной каскад от коротких замыканий в нагрузке, ограничивая ток через транзисторы VT11, VT12. Схемотехника усилителя позволяет подключать звуковую колонку непосредственно на выход усилителя, при этом обычный щелчок из-за переходных процессов не возникает. Чтобы устранить явления, вызванные переходными процессами при включении предварительного усилителя, используется устройство задержки включения на входе усилителя, выполненное на транзисторах VT1, VT2. Для его включения на вывод 4 узла необходимо подать напряжение —21 В.

Точность почти всех резисторов и конденсаторов (не оксидных) должна быть не хуже 10 %, элементов R18, R34, C13, C14— не хуже 5 %. Дроссели L1 и L2 — ДМ-3. Катушка L3 выполнена (в два слоя виток к витку, длина намотки 12 мм) на каркасе диаметром 12,5 мм и содержит 18 витков провода ПЭВ-2 1,18.

Как и в предыдущих усилителях, чтобы получить небольшие гармонические искажения, необходимо правильно развести цепи питания и шины с сигнальной и сильноточной землей. Резистор R14 обеспечивает соединение земляных шин на высоких частотах, где сказывается индуктивность подводящих проводов. При правильном монтаже из исправных элементов усилитель не требует настройки вообще.

Как уже отмечалось, правильная разводка печатных плат оказывает заметное влияние на параметры усилителей. Поэтому для менее опытных радиолюбителей в качестве примера на рис. 14.7 показаны печатные и монтажные платы усилителя ЗЧ.

Глава 15

УЗЛЫ КОНТРОЛЯ УРОВНЯ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ

15.1. Общие сведения

Контроль уровня сигналов звукового тракта имеет важное значение для получения высококачественного воспроизведения. Большое внимание этому уделяют, например, в магнитной звукозаписи, где сигнал должен иметь оптимальное значение. Если он будет больше, резко возрастут нелинейные искажения, если меньше — ухудшится отношение сигнал-шум. Необходимость контроля уровня выходных сигналов высококачественных усилителей также не вызывает сомнений, поскольку это значительно облегчает балансировку каналов и предотвращает перегрузку усилителей и акустических систем (а значит, и увеличение нелинейных искажений и возможный выход из строя динамических головок).

Основными параметрами измерителей уровня являются время интеграции и время обратного хода.

Время интеграции определяет, насколько правильно отображает измеритель реальный уровень сигнала в данный момент. Чем меньше время интеграции, тем лучше реагирует измеритель на мгновенные изменения уровня сигнала.

Время обратного хода, наоборот, выбирают достаточно большим в пределах 1...3 с, что позволяет контролировать изменения среднего уровня сигнала и исключает утомляемость от мелькания отображающих элементов (стрелки измерителя или светодиодов).

В бытовой аппаратуре для контроля уровня широкое распространение получили измерители уровня средних значений (как говорит само название, они измеряют среднее значение сигнала). За рубежом аналогичные измерители называются волюметрами. Основным недостатком таких измерителей является большое время интеграции (около 200 мс), что не позволяет регистрировать кратковременные изменения уровня сигнала.

Реальная звуковая программа имеет ярко выраженный импульсный характер и часто содержит сигналы с длительностью значительно меньше чем 200 мс. Поэтому, чтобы исключить перегрузку и более точно регистрировать пиковые уровни, ГОСТ 21185—75 рекомендует использовать квазипиковые измерители уровня с временем интеграции 5 мс [18]. Иногда также применяют измерители с временем интеграции 60 мс.

В качестве отображающих элементов в измерителях уровня до недавнего времени служили в основном стрелочные приборы. Сейчас все чаще используют газоразрядные, люминесцентные и светодиодные индикаторы. По сравнению со стрелочными такие индикаторы практически безынерционны и позволяют регистрировать кратковременное превышение допустимого значения уровня выходного сигнала. Учитывая большой динамический диапазон современных усилителей, желательно, чтобы шкала измерителя была логарифмической.

Далее рассмотрены несложные, но достаточно эффективные измерители уровня выходных сигналов.

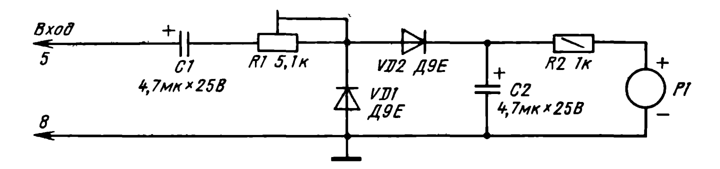


Рис. 15.1. Принципиальная схема простого измерителя уровня сигнала на базе стрелочного прибора

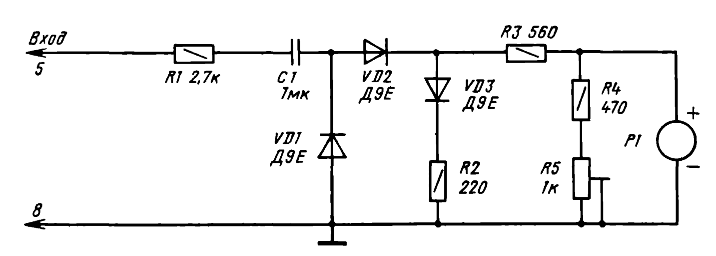


Рис. 15.2. Принципиальная схема измерителя уровня выходных сигналов с логарифмической шкалой

15.2. Простой измеритель уровня выходного сигнала

Измерение уровня напряжения звуковых сигналов может производиться с помощью обычного вольтметра переменного тока. При этом необходимо учитывать, что время интеграции большинства вольтметров составляет не менее 500 мс. Реальные звуковые сигналы могут быть гораздо менее длительными, например длительность одного слога составляет в среднем около 200 мс. Поэтому такие вольтметры «недопоказывают» максимальные уровни речевых сигналов на 15...20 дБ. При усилении сигналов музыкальных произведений ошибка зависит от характера музыки.

Более точный контроль обеспечивают измерители среднего уровня с временем интеграции около 200 мс на основе стрелочных приборов. Хотя такие измерители не позволяют регистрировать кратковременные перегрузки, они удобны при оценке средней энергии звукового сигнала при повышенных уровнях шума и благодаря несложной схеме получили широкое распространение.

На рис. 15.1 показана схема простого измерителя уровня на базе стрелочного прибора. Узел имеет следующие основные технические характеристики:

Максимально измеряемая мощность	25 Вт
Время интеграции	180 мс
Время обратного хода	0,3 с

Измеритель состоит из выпрямителя, выполненного по схеме удвоения на диодах VD1 и VD2, и магнито-электрического измерителя P1 типа М4761 с током полного отклонения 230...280 мкА. Время интеграции определяется элементами R1 и C1. Время обратного хода в основном зависит от характеристик стрелочного измерителя.

Налаживание измерителя уровня выходного сигнала состоит в установке стрелки измерителя на крайнюю отметку шкалы резистором R1 (при максимальном выходном сигнале усилителя около 14 В частотой 1 кГц).

15.3. Измеритель уровня выходных сигналов с логарифмической шкалой

Одним из основных недостатков предыдущего измерителя является небольшой динамический диапазон отображаемых сигналов. Это приводит к недостаточной наглядности при работе усилителя малой мощности.

Этот недостаток устранен в измерителе, схема которого, изображена на рис. 15.2. Он обладает следующими основными техническими характеристиками:

Максимально измеряемая мощность	40 Вт
Время интеграции	100 мс
Время обратного хода	100 мс

Измеритель уровня состоит из двухполупериодного выпрямителя на диодах VD1, VD2 и магнито-электрического прибора P1. Логарифмический характер показаний формируется цепью VD3, R2.

Время интеграции и обратного хода в целях упрощения устройства определяется баллистическими характеристиками стрелочного измерителя.

Налаживание узла состоит в установке стрелки на крайнюю отметку шкалы резистором R5, когда на вход подан сигнал частотой 1 кГц и уровнем около 18 В.

15.4. Измеритель уровня выходных сигналов с переключаемым диапазоном

Другой способ расширения диапазона измерений состоит в применении переключаемого делителя напряжений, как показано на рис. 15.3. Измеритель имеет следующие основные технические характеристики:

Максимальная измеряемая мощность	300 Вт
Время интеграции	100 мс
Время обратного хода	100 мс

Измеритель уровня выполнен по обычной схеме вольтметра. Чтобы расширить диапазон измерений, применен ступенчатый аттенюатор, позволяющий определять выходную мощность усилителя в трех интервалах. Переключаемый делитель собран на резисторах R3—R5 и галетном переключателе SA1.

Настройка измерителя уровня, как и в предыдущих случаях, состоит в установке резистором R1 стрелки прибора на последнюю отметку шкалы. При этом на вход измерителя подают сигнал частотой 1 кГц и уровнем около 1,6 В. Переключатель SA1 должен быть в положении «0 дБ».

15.5. Высокоомный стрелочный измеритель уровня выходных сигналов

Одним из недостатков описанных измерителей является сравнительно небольшое и нелинейное входное сопротивление. Это не позволяет включать такой функциональный узел в любое сечение усилителя, что бывает необходимо в некоторых случаях. На рис. 15.4 и 15.5 показаны схемы измерителей уровня с применением ОУ в качестве развязывающих устройств, что позволяет резко уменьшить влияние измерителя на контролируемую цепь.

Первый измеритель (рис. 15.4) состоит из усилителя на ОУ DA1 и однополупериодного выпрямителя на диоде VD1 со стрелочным прибором P1 на выходе.

Настройка узла состоит в установке стрелки измерителя резистором R2 на последнюю отметку шкалы. При этом на вход подают сигнал частотой 1 кГц и уровнем 1 В.

Во втором измерителе (рис. 15.5) усилитель DA1 включен как источник тока, при этом ток через измерительную головку P1 равен $I_{P1}=U_{вх}/(R2+R3)$ и не зависит от падения напряжения на диодах VD1—VD4. Шкала вольтметра получается линейной.

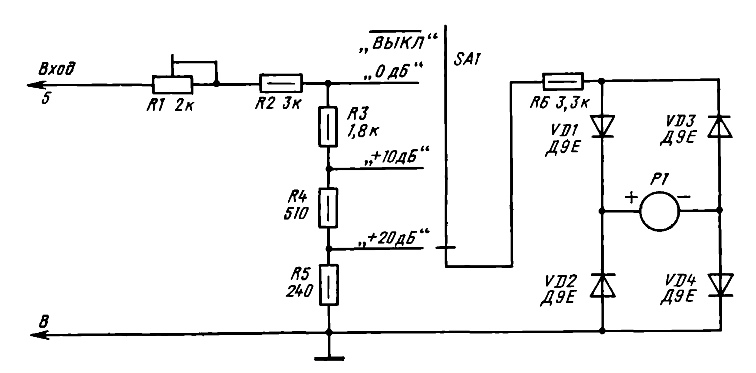


Рис. 15.3. Принципиальная схема измерителя выходных сигналов с переключаемым диапазоном

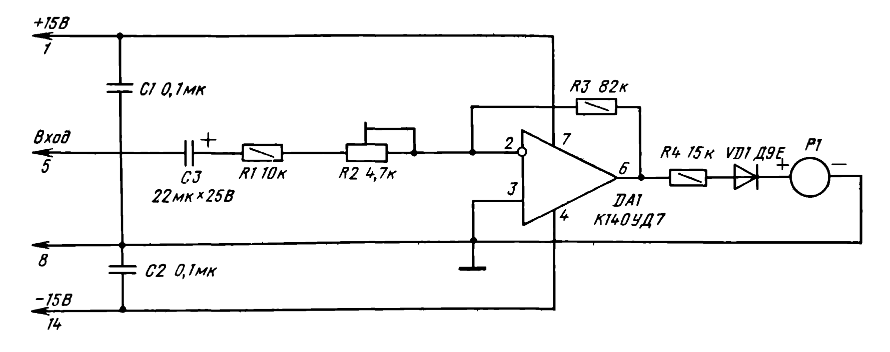


Рис. 15.4. Принципиальная схема высокоомного измерителя уровня выходных сигналов

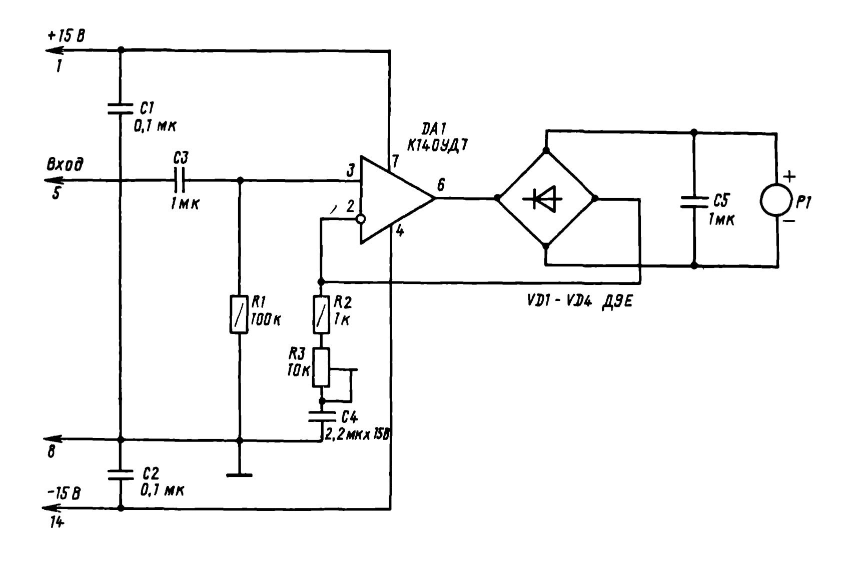


Рис. 15.5. Принципиальная схема высокоомного измерителя с ОУ в качестве источника тока

Настройка этого измерителя аналогична, по сути, настройке предыдущего.

Оба устройства имеют следующие основные технические характеристики:

Максимально измеряемое напряжение . . . . 1 В
Время интеграции . . . . . 100 мс
Время обратного хода . . . . 100 мс
Входное сопротивление (только для первого измерителя) . . 10 кОм
Напряжение питания . . . . ±15 В
Ток потребления . . . . . . 10 мА

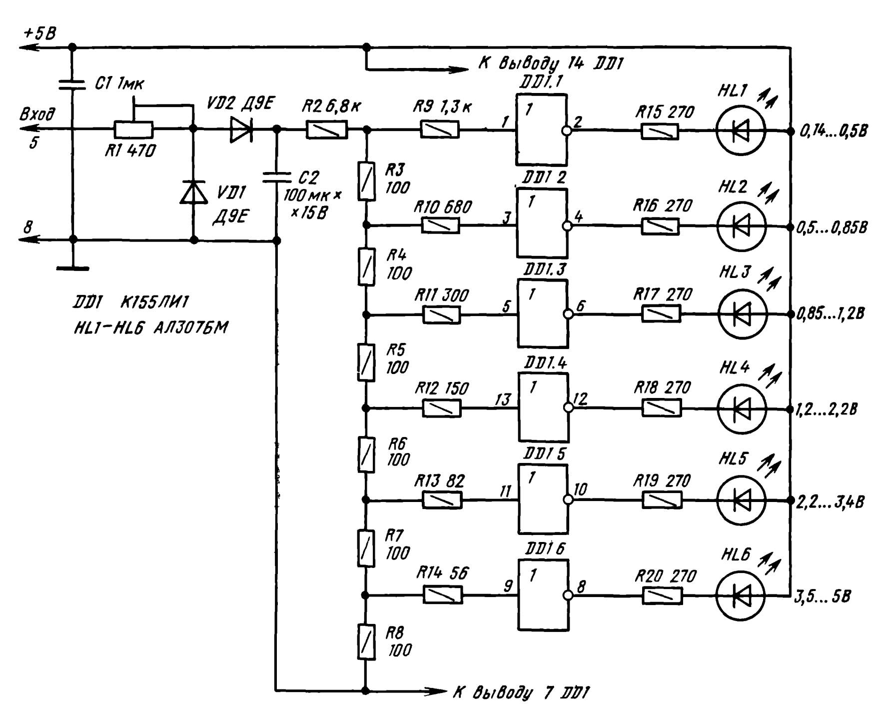


Рис 15.6. Принципиальная схема измерителя выходных сигналов на шести светодиодах

15.6. Измеритель уровня выходных сигналов на ТТЛ-микросхеме и на шести светодиодах

Измеритель имеет следующие основные технические характеристики:

Число индицируемых уровней .	6
Время интеграции	180 мс
Время обратного хода	1,7 с
Диапазон индицируемых уровней	0,14...5 В
Напряжение питания	5 В
Ток потребления (при свечении шести светодиодов)	70 мА

Как уже отмечалось, светодиодные индикаторы практически безынерционны, что позволяет создавать измерители уровня с любым временем интеграции, не зависящим от времени срабатывания самого индикатора.

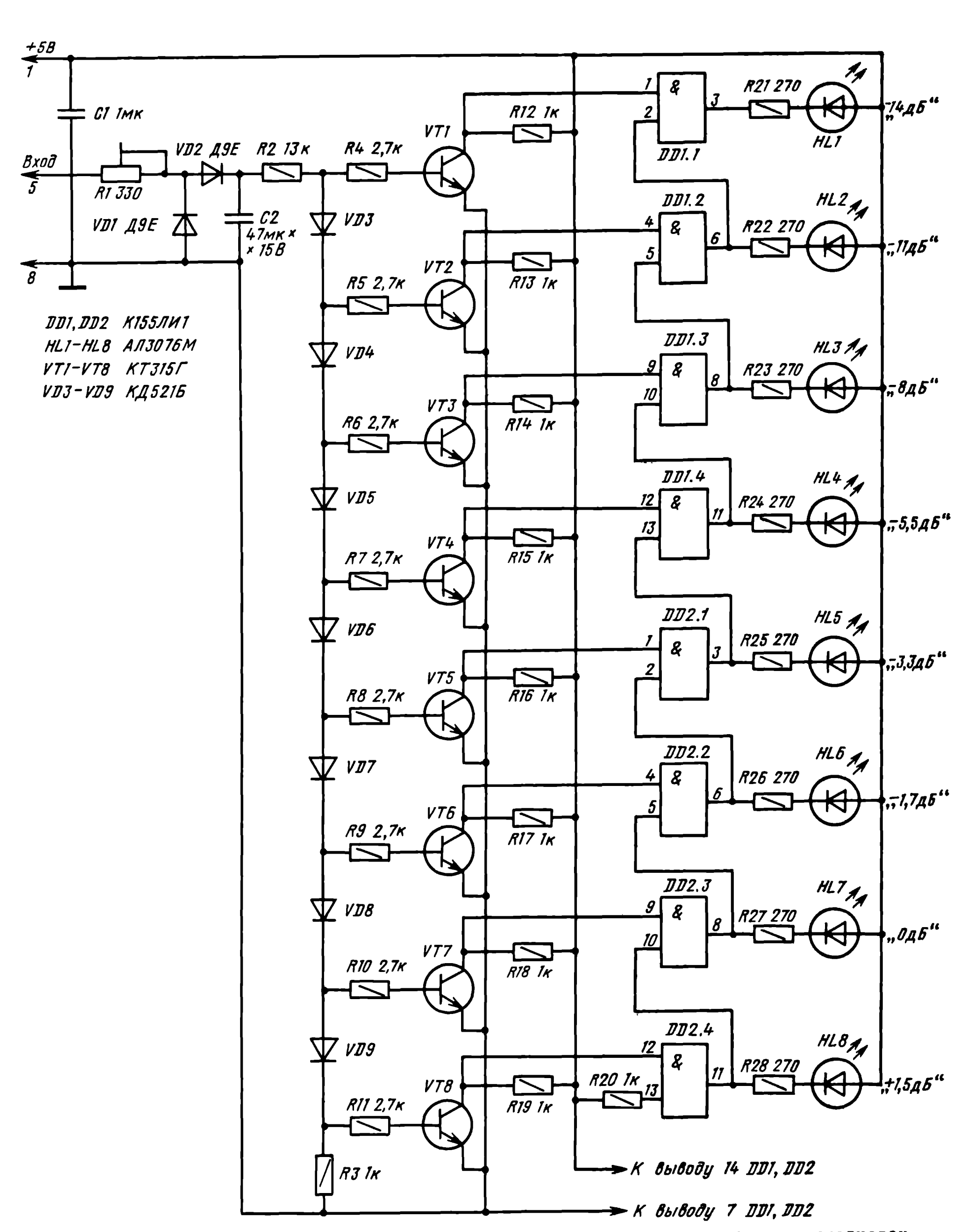


Рис. 15.7. Принципиальная схема измерителя уровня выходных сигналов на восьми светодиодах

На рис. 15.6 показана схема измерителя уровня с использованием логических инверторов и светодиодов В работе устройства использовано то обстоятельство, что инверторы имеют некоторый порог срабатывания, то есть при напряжении низкого уровня (лог. 0) на их входе на выходе инвертора присутствует напряжение высокого уровня (лог. 1) и светодиоды не горят. По мере увеличения входного напряжения оно достигает порога срабатывания инвертора и на его выходе появляется напряжение низкого уровня и светодиод загорается. Соответствующим подбором сопротивлений резисторов R2—R14 регулируется последовательность, в которой будут срабатывать инверторы DD1.1—DD1.6 по мере роста входного напряжения.

Основной недостаток узла состоит в изменении яркости свечения светодиодов в зависимости от уровня входного сигнала. Это следствие особенности «переключательной» характеристики инверторов.

На схеме отмечены границы входного выпрямленного напряжения (на конденсаторе C2), при котором соответствующие светодиоды начинают светиться и достигают максимальной яркости.

15.7. Измеритель уровня выходных сигналов на восьми светодиодах

Измеритель (рис. 15.7) имеет следующие основные технические характеристики:

Число индицируемых уровней	8
Время интеграции	60 мс
Время обратного хода	1,7 с
Диапазон индицируемых уровней	0,14.. 5 В
Напряжение питания	5 В
Ток потребления (при свечении восьми светодиодов)	100 мА

В данном измерителе уровня устранен недостаток предыдущего узла. Здесь транзисторы VT1—VT8 формируют первоначальный логический уровень для работы микросхем DD1, DD2. Один из входов логических элементов 2И-НЕ соединяется таким образом, что появление напряжения низкого уровня (лог. 0) на одном выходе автоматически поддерживает напряжение низкого логического уровня на выходах всех предыдущих логических элементов.

Глава 16

УЗЛЫ ЗАЩИТЫ ЗВУКОВЫХ КОЛОНОК

16.1. Общие сведения

Практически все современные линейные усилители мощности ЗЧ построены с использованием двухполярного источника питания и с непосредственной (без разделительного конденсатора) связью с нагрузкой. Такая структура усилителя при всех достоинствах имеет один весьма существенный недостаток — возможность появления на выходе усилителя в случае его неисправности постоянного напряжения и, следовательно, выхода из строя дорогостоящей высококачественной динамической головки. Это обстоятельство вызывает необходимость в использовании специальных защитных устройств, отключающих нагрузку при появлении на выходе усилителя постоянного напряжения. Неизбежная проблема, возникающая при создании таких узлов, состоит в определении времени их срабатывания. Позднее срабатывание чревато выходом из строя головки. Преждевременное срабатывание может отключить систему при прохождении через усилитель сигнала очень низкой частоты. Поэтому необходим компромисс при определении времени задержки срабатывания. Как показывает практика, достаточно 2 с, чтобы устройство защиты не срабатывало при любых нормальных звуковых сигналах, но при появлении неисправности отключало громкоговоритель без его теплового повреждения.

Кроме того, известно, что при включении питания возникает громкий щелчок, вызванный переходными процессами в усилителе. Чтобы устранить это явление, необходимо подключать громкоговорители к выходу усилителя с некоторой задержкой, достаточной для завершения переходных процессов (обычно 2...3 с). Эту функцию также возлагают на устройство защиты.

Далее рассмотрены простые, но достаточно эффективные узлы защиты и задержки включения.

16.2. Устройство защиты и задержки включения громкоговорителя на микросхемах

Описываемое устройство имеет следующие основные технические характеристики:

Время задержки	3 с
Напряжение срабатывания	6,8 В
Напряжение питания	±15 В
Ток потребления	70 мА

Как известно, современные динамические громкоговорители обладают очень низким

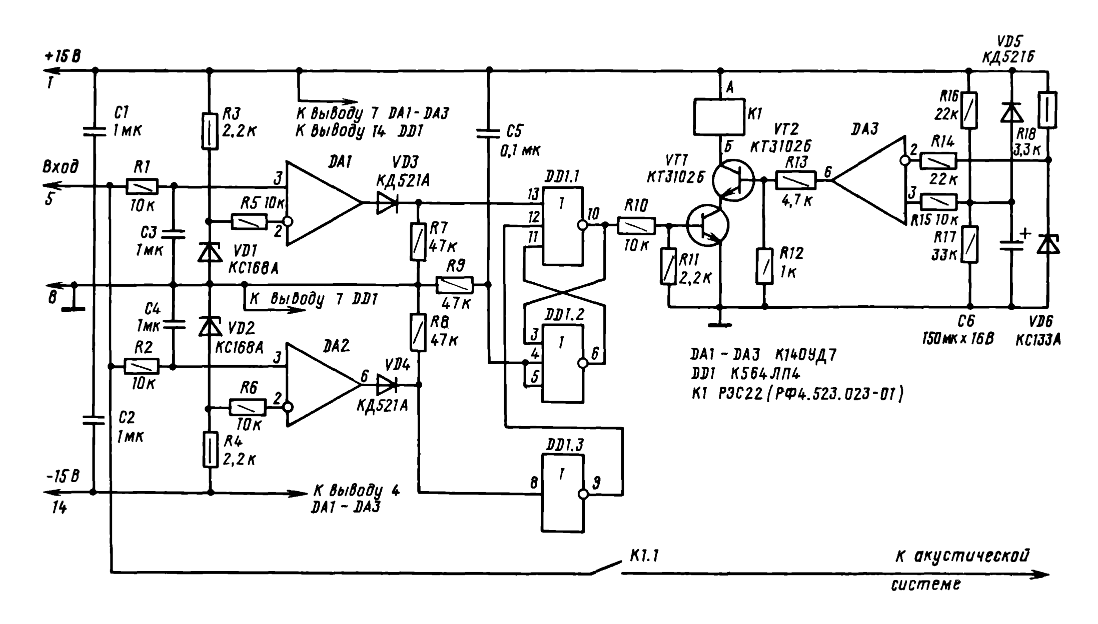


Рис. 16 1. Принципиальная схема устройства защиты и задержки включения громкоговорителя на микросхемах

активным сопротивлением (при номинальном полном входном сопротивлении 4 Ом оно составляет в большинстве случаев 1...3 Ом). Поэтому достаточно небольшого постоянного выходного напряжения, чтобы громкоговоритель разрушился в течение короткого времени.

Также к перегрузкам громкоговорителя могут привести низкочастотные паразитные колебания, возникающие, например, при проигрывании коробленых грампластинок или при использовании проигрывателя с повышенным уровнем вибрации.

На рис. 16.1 показана принципиальная схема защитного устройства, исключающего появление постоянного напряжения на громкоговорителях. При включении устройства (в случае нормальной работы самого усилителя и отсутствии сигнала) на выходе компаратора на микросхеме DA1 появляется напряжение —15 В, а на выходе компаратора на микросхеме DA2 равное +15 В. При этом на выводах 13 и 12 элемента DD1.1, который вместе с элементом DD1.2 образует RS-триггер, присутствует напряжение низкого уровня (лог. 0). Цепь установки R9, C5 обеспечивает первоначальную установку триггера в положение, при котором на выводе 10 микросхемы DD1 будет уровень напряжения высокого уровня и транзистор VT1 окажется открытым.

На выходе компаратора на микросхеме DA3 напряжение будет изменяться от —15 до +15 В со скоростью зарядки конденсатора C6 через резистор R16. Как только это напряжение достигнет уровня, достаточного для открывания транзистора VT2, сработает реле K1, которое своими контактами соединит выход усилителя с громкоговорителями. Этим самым обеспечивается задержка в коммутации громкоговорителей, необходимая, чтобы устранить помехи от переходных процессов при включении усилителя.

На входе компараторов DA1 и DA2 включены фильтры нижних частот R1, C3 и R2, C4 (с частотой среза 40 Гц), предотвращающие срабатывание устройства на звуковых частотах. Когда на входе устройства появляется постоянное или инфранизкочастотное напряжение, оно сравнивается с образцовым (на стабилитронах VD1 и VD2). Если входное напряжение превышает образцовое, срабатывает компаратор на микросхеме DA1 (для положительного напряжения) или DA2 (для отрицательного). На вывод 13 или 12 элемента DD1.1 поступает напряжение высокого уровня и RS-триггер переходит в другое состояние. На его выходе 10 появляется напряжение низкого уровня. При этом транзистор VT1 закрывается, реле K1 срабатывает и его контакты размыкаются, отключая тем самым громкоговорители от выхода усилителя. Установка триггера в первоначальное состояние возможна только при повторном включении устройства защиты.

Значение образцового напряжения выбрано, исходя из номинально допустимой мощности громкоговорителя, равной 80 Вт. При сопротивлении постоянному току около 2,8 Ом и уровне напряжения 6,8 В, мощность потерь громкоговорителя составит 16,5 Вт.

При номинальном полном сопротивлении громкоговорителя 4 Ом максимальное выходное напряжение усилителя должно быть

около 25 В (для мощности 80 Вт). Необходимый делитель напряжений в соотношении 25/6,8 образуется выбором номиналов элементов R1 (10 кОм) и С3 (1 мкФ). При необходимости, изменяя элементы ФНЧ и образцовое напряжение, можно получить другие пределы срабатывания защитного устройства.

16.3. Устройство защиты громкоговорителя на тиристоре

Оригинальную быстродействующую систему защиты на тиристоре применила английская фирма Quad в своем усилителе

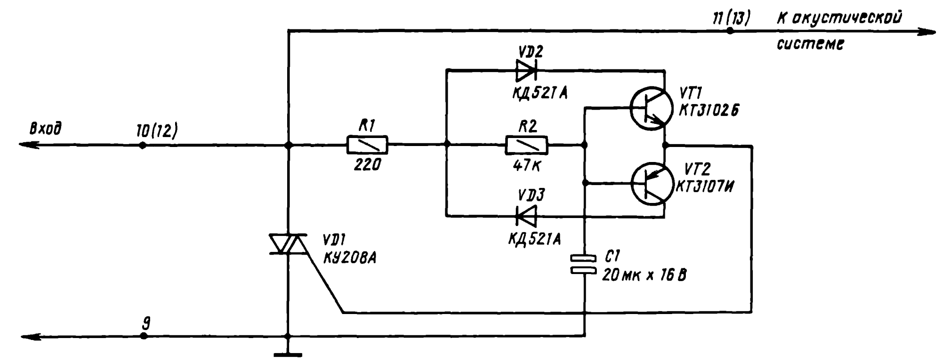


Рис. 16.2. Принципиальная схема устройства защиты громкоговорителя на тиристоре

а)

б)

Рис. 16.3. Печатная (а) и монтажная (б) платы устройства защиты громкоговорителя на тиристоре

мощности «405». В случае появления на его выходе постоянного напряжения устройство защиты мгновенно замыкает цепь громкоговорителя на землю. При этом устройство защиты выходных транзисторов в самом усилителе ограничивает ток через них до тех пор, пока не перегорят плавкие предохранители в цепи питания. Аналогичная система используется в отечественном усилителе мощности «Орбита».

Схема узла защиты, выполненного на отечественной элементной базе, показана на рис. 16.2. Его основные технические характеристики:

Напряжение срабатывания . .	6 В
Напряжение питания	нет
Ток потребления (равен току утечки)	нет

Как видно из схемы, когда появляется постоянное напряжение положительной или отрицательной полярности, транзистор VT1 или VT2 включает симметричный тиристор VD1, который замыкает входную цепь на землю. Конденсатор C1, предотвращающий срабатывание устройства на звуковых частотах, должен быть неполярный. Если такого конденсатора нет, его можно заменить двумя последовательно включенными оксидными конденсаторами емкостью 47 мкФ и рабочим напряжением 16 В (одноименными полюсами вместе).

Чертеж печатной платы устройства защиты на тиристоре приведен на рис. 16.3. На этой же плате смонтирована часть элементов, относящаяся к нестабилизированному источнику питания (см. схему на рис. 17.10).

Глава 17

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

17.1. Общие сведения

В состав каждого усилительного устройства входит источник питания, который в общем случае вырабатывает одно или несколько значений постоянного напряжения. Являясь самым незаметным узлом в усилителе, источники питания по доставляемым хлопотам занимают одно из первых мест. От правильной организации электропитания во многом зависят качественные показатели усилителя и особенно его надежность.

В связи с большим потреблением мощности усилителем ЗЧ необходимое для его питания постоянное напряжение получают трансформированием и последующим выпрямлением напряжения сети. Полученное таким способом напряжение изменяется в зависимости от уровня входного звукового сигнала и колебаний сети и, как правило, имеет заметную пульсацию. Поэтому в цепь питания (особенно предварительных каскадов усилителей ЗЧ) включают стабилизатор напряжения, который компенсирует эти изменения напряжения. Однако стабилизированные источники питания, обеспечивающие высокую стабильность (0,05 %) и малый уровень пульсаций (5...10 мВ) выходного напряжения, достаточно дороги, а в некоторых цепях (например, оконечный усилитель мощности) и не обязательны. Для большинства усилителей ЗЧ приемлемое значение нестабильности выходного напряжения составляет ±5 % для выходного каскада и ±0,5 % для предварительных каскадов усиления.

Применяемые в усилителях стабилизированные источники питания требуют для своей работы источник «нестабилизированного» напряжения постоянного тока. Рассмотрим структурную схему источника питания (рис. 17.1) и отметим ряд особенностей его построения. При этом обратим внимание на те вопросы, о которых надо помнить при проектировании подобных устройств.

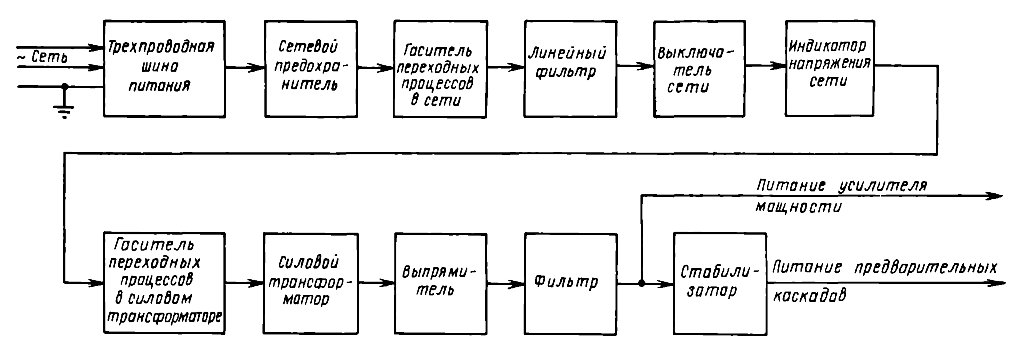


Рис. 17.1. Структурная схема источника питания

Трехпроводная шина питания. Это трехпроводный шнур с нейтральной жилой, присоединенной к кожуху усилителя. Шина питания должна быть связана с контуром заземления. Усилитель без заземления может оказаться смертоносным в случае пробоя изоляции трансформатора или случайного контакта одной из шин сети с кожухом прибора. Если кожух заземлен, то при указанной неисправности просто сгорит предохранитель.

Плавкий сетевой предохранитель. Это обязательная деталь любого электронного прибора. Надеяться на то, что щитовой предохранитель на 15...20 А защитит усилитель при его неисправности, нельзя. Например, если замкнется накоротко конденсатор фильтра в источнике, то ток в первичной обмотке трансформатора может достичь 5 А вместо обычных 0,2 А. Щитовой предохранитель не срабатывает и прибор превратится в электроплитку, поскольку на силовом трансформаторе будет рассеиваться мощность более 1 000 Вт!

Желательно использовать медленно действующий сетевой предохранитель, поскольку имеют место большие токи переходных процессов при включении (например, при зарядке конденсаторов фильтра). Ток срабатывания предохранителя надо выбирать на 50 % большим, чем номинальный ток. Этот запас нужен для наихудших расчетных условий — ток нагрузки может возрасти, если увеличится напряжение в линии. Кроме того, предохранители, работающие на грани тока срабатывания, имеют тенденцию стареть и плавиться от «усталости».

Линейный фильтр и устройство подавления переходных процессов. Чтобы исключить возможное радиоизлучение из силовых проводов, а также помехи, которые могут быть наведены извне, применяют линейный LC-фильтр. Эксперименты показывают, что большие всплески напряжения (от 1 до 5 кВ) иногда появляются в линиях сетевого питания. Линейные фильтры довольно эффективно снижают действие таких помех. В линиях сетевого питания могут наводиться сильные импульсные токовые помехи. Для их подавления желательно использовать «гаситель переходных процессов». Это устройство, которое начинает проводить ток, как только напряжение на его выводах превышает определенный порог (как двусторонний высоковольтный стабилитрон).

Индикатор подачи напряжения сети. Это чаще всего неоновая лампа с ограничительным резистором. Рекомендуется использовать светодиод, который работает от постоянного напряжения. Он служит дольше и дешевле.

Гаситель переходных процессов в силовом трансформаторе. Он образован цепью из последовательно соединенных резистора сопротивлением 100 Ом и конденсатора емкостью 0,1 мкФ, включенной параллельно первичной обмотке трансформатора. Гаситель предупреждает появление больших (> 1 кВ) импульсных напряжений индуктивного характера, которые могли бы возникнуть при выключении. Эти переходные процессы не только создают помехи для других рядом работающих приборов (особенно цифровых), но также разрушают контакты выключателя.

Трансформатор. Почти во всех современных источниках питания применяют трансформаторную развязку от сети, двухполупериодные мостовые выпрямители и емкостные фильтры.

Бестрансформаторные источники питания, предпочитаемые некоторыми разработчиками и потребителями электронной аппаратуры (радиоприемники, телевизоры и т. п.) за их дешевизну и экономичность, ставят конструкцию под высокое напряжение по отношению к внешнему заземлению (например, водопроводным трубам), что весьма опасно. Этого надо избегать для приборов, предназначенных для связи с какими-либо другими устройствами (например, усилителя совместно с магнитофонами, проигрывателем, тюнером и т. д.). Опыт показывает, что радиолюбителю лучше исключить из своей аппаратуры бестрансформаторные источники питания.

Характеристики трансформатора оказывают решающее влияние на выбор схемы выпрямителей и стабилизаторов. При расчете выпрямителей большую роль играет внутреннее сопротивление силового трансформатора R_i. Оно определяется параметрами вторичной обмотки $U_{2н}$, $I_{2н}$, а также коэффициентом потерь ν, который представляет собой отношение выходного напряжения холостого хода $U_{2хх}$ к номинальному напряжению $U_{2н}$:

$$\nu = U_{2хх}/U_{2н}. \qquad (17.1)$$

Внутреннее сопротивление трансформатора определяется соотношением

$$R_i = (U_{2хх} - U_{2н})/I_{2н} = U_{2н}(\nu - 1)/I_{2н}. \qquad (17.2)$$

Номинальное сопротивление нагрузки трансформатора равно $R_н = U_{2н}/I_{2н}$. Поэтому:

$$R_i = R_н(\nu - 1). \qquad (17.3)$$

Значение коэффициента потерь ν колеблется от 1,05 (для трансформаторов с номинальной мощностью $P_н \geqslant 200$ Вт) до 1,31 (при $P_н \leqslant 4$ Вт).

Номинальную мощность трансформатора выбирают выше музыкальной мощности усилителя (мощности, которую может обеспечить усилитель с определенным коэффициентом гармоник, например $K_г = 5\,\%$, при воспроизведении сигнала импульсного характера — речи, музыки,—если выходное напряжение источника питания не меняется при наличии или отсутствии входного сигнала) примерно на 20 %.

Выпрямители. Выпрямительные диоды и блоки, предназначенные для работы в

источниках питания, выдерживают ток от 1 до 25 А, а напряжение пробоя их — от 100 до 1000 В. У них сравнительно большие токи утечки (в диапазоне от микроампер до миллиампер) и довольно большая емкость переходов. Для высоких скоростей переключения они не предназначены. Перечень ряда широко применяемых типов выпрямительных диодов и блоков и их основные параметры: максимально допустимое постоянное обратное напряжение $U_{обр\,max}$, постоянное прямое напряжение $U_{пр}$, максимально допустимый постоянный прямой ток $I_{пр\,max}$ и максимально допустимый импульсный прямой ток $I_{пр\,и\,max}$ приведены в табл. 17.1.

Простейший способ выпрямления переменного напряжения состоит в зарядке конденсатора $C_ф$ через диод VD1 (рис. 17.2). В режиме холостого хода конденсатор $C_ф$

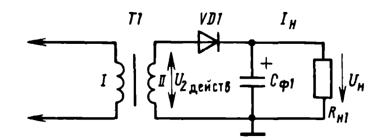


Рис. 17.2. Однополупериодный выпрямитель

в течение положительной полуволны питающего напряжения практически заряжается до амплитудного значения переменного напряжения:

$$U_{x\,x} = \sqrt{2}U_{2\,действ} - U_D, \qquad (17.4)$$

где $U_{2\,действ}$ — действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора; U_D — прямое падение напряжения на открытом диоде.

Таблица 17.1

Диод или блок	$U_{обр\,max}$, В	$U_{пр}$, В	$I_{пр\,max}$, А	$I_{пр\,и\,max}$, А	Примечание
КД102А, КД102Б	250...300	1	0,1	2	
КД105Б—КД105Г	400...800	1	0,3	15	
КД202А—КД202Р	50...600	1	5	9	
КД203А—КД203Д	420...700	0,8	10	30...50	
КД206А—КД206В	400...600	1,2	10	100	
КД208А	100	1,2	1,5	14	
КД209А—КД209В	400...800	1	0,5	6	
КД210А—КД210Г	800...1000	1	10	50	
КД212А, КД212Б	100...200	1	1	50	
КД213А, КД213Г	100...200	1...1,2	10	100	
2Д219А, 2Д219Б	15...20	0,6	10	250	Диод с барьером Шотки
Д242—Д248Б	100...600	1...1,5	5...10	30	
КЦ402А—КЦ402И	100...600	2,5 (напряжение короткого замыкания при $I_{к\,з} = I_{пр\,max}$)	0,6...1	20	Однофазный мост
КЦ403А—КЦ403И	100...600	2,5 (напряжение короткого замыкания при $I_{к\,з} = I_{пр\,max}$)	0,6...1	20	Два однофазных моста
КЦ404А—КЦ404И	100...600	2,5 (напряжение короткого замыкания при $I_{к\,з} = I_{пр\,max}$)	0,6...1	20	Два однофазных моста с держателями предохранителей
КЦ405А—КЦ405И	100...600	2,5	0,6...1	20	Однофазный мост для печатного монтажа
КЦ407А	300...500 (в зависимости от включения)	2,5 (напряжение короткого замыкания при $I_{к\,з} = 0{,}2$ А)	0,3...0,5 (в зависимости от включения)	3	
КЦ410А—КЦ410В	50...200	1,2 (напряжение короткого замыкания $I_{к\,з} = 1{,}5$ А)	3	45	Однофазный мост
КЦ412А—КЦ412В	50...200	1,2 (напряжение короткого замыкания при $I_{к\,з} = 0{,}5$ А)	1	15	Однофазный мост

Обратное напряжение на диоде $U_{D\,обр}$ достигает максимума в тот момент времени, когда напряжение на выходной обмотке трансформатора имеет отрицательное амплитудное значение, и приблизительно равно

$$U_{D\,обр} \approx 2\sqrt{2}\,U_{2\,действ}. \qquad (17.5)$$

При подключении нагрузки в течение всего времени, когда диод закрыт, конденсатор $C_ф$ разряжается через сопротивление нагрузки $R_н$. Когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора U_2 превысит выходное напряжение $U_н$ на U_D, конденсатор вновь начинает заряжаться. Напряжение, до которого зарядится конденсатор, зависит от внутреннего сопротивления трансформатора R_i. На рис. 17.3 приведена мостовая схема выпрямителя. В нем конденсатор $C_ф$ заряжается как во время положительной, так и отрицательной полуволн переменного напряжения. Для мостового выпрямителя справедливы следующие соотношения [20]:

напряжение холостого хода

$$U_{x\,x} = \sqrt{2}U_{2\,действ} - 2U_D, \qquad (17.6)$$

выходное напряжение под нагрузкой

$$U_н = U_{н\,0}(1 - \sqrt{R_i/2R_н}), \qquad (17.7)$$

максимальное обратное напряжение на диодах

$$U_{D\,обр} = \sqrt{2}\,U_{2\,действ}, \qquad (17.8)$$

средний прямой ток через диод

$$\bar{I}_D = 0{,}5\,I_н, \qquad (17.9)$$

импульсный прямой ток через диод

$$I_{D\,и} = U_{x\,x}/\sqrt{2R_iR_н}, \qquad (17.10)$$

номинальная мощность силового трансформатора

$$P_{тр} = 1{,}2I_н(U_н + 2U_D), \qquad (17.11)$$

напряжение пульсаций

$$\Delta U = (I_н/2C_ф f_c) \times (1 - \sqrt{R_i/\Sigma R_н}), \qquad (17.12)$$

где f_c — частота сети 50 Гц.

Как видно из приведенных соотношений для мостового выпрямителя, максимальное обратное напряжение на диодах вдвое меньше, чем для однополупериодного, а средний ток, проходящий по каждой из ветвей выпрямительного моста, равен половине выходного тока выпрямителя. Внутреннее сопротивление трансформатора R_i оказывает заметное влияние на значение пикового тока через диод $I_{Dп}$. Если применяется трансформатор с малым R_i, то следует предусмотреть включение последовательно со вторичной обмоткой резистора (сопротивлением около 0,5 Ом), чтобы не превысить предельный импульсный ток выпрямительных диодов. Действующее значение пульсирующего тока зарядки конденсатора превышает его среднее значение. Поэтому мощность постоянного тока, отдаваемая выпрямителем, должна быть меньше номинальной мощности сетевого трансформатора $P_{тр\,ном}$ при активной нагрузке. В противном случае потери в трансформаторе будут превышать допустимое значение. Обычно мощность трансформатора выбирают на 20 % выше выходной мощности выпрямителя (см. § 17.11).

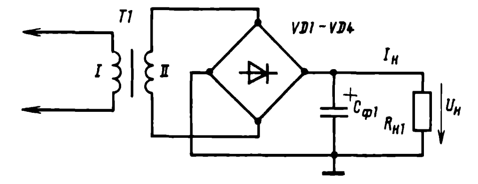


Рис. 17.3. Мостовой выпрямитель

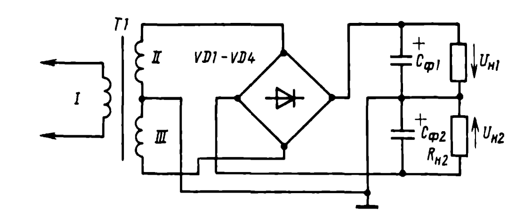


Рис. 17.4. Мостовой выпрямитель для двух симметричных относительно земли выходных напряжений

Для питания усилителей мощности и ОУ часто требуются два равных по значению напряжения — положительное и отрицательное. В общем случае они могут быть получены с помощью двух одинаковых мостовых выпрямителей, у одного из которых заземлен положительный полюс, а у другого — отрицательный. Однако если выходные токи обоих источников имеют близкое значение, то экономичнее получить оба напряжения питания с помощью одного мостового выпрямителя (см. схему на рис. 17.4).

Средний вывод вторичной обмотки трансформатора соединяют с общим проводом. При этом в любой полупериод входного напряжения на противоположных концах выходной обмотки имеются положительные и отрицательное напряжения. Во время зарядки конденсатора выпрямительный мост в каждый полупериод соединяет положительный конец выходной обмотки трансформатора с положительной выходной точкой узла, а отрицательный конец — с отрицательной выходной точкой.

Для расчета параметров этого двуполярного источника можно пользоваться соотношениями для мостового выпрямителя. При этом в качестве выходного напряжения $U_н$ берется суммарное напряжение, т. е. $2U_н$, а в качестве напряжения пульсации — $2\Delta U$. Конденсатор фильтра $C_ф$ представляет собой два последовательно включенных конденсатора удвоенной расчетной емкости (см. формулу 17.13).

Конденсатор фильтра. Конденсатор фильтра берется довольно большой емкости, чтобы уменьшить амплитуду пульсаций до прием-

лемого значения, и его нужно рассчитать на достаточное напряжение, чтобы выдержать худший вариант — отсутствие нагрузки и максимальное напряжение сети. Емкость конденсатора фильтра $C_ф$ можно определить из преобразованной формулы (17.12):

$$C_ф = \frac{I_н}{2\Delta U f c}\left(1 - \sqrt[4]{\frac{R_J}{2R_н}}\right). \qquad (17.13)$$

Конденсатор $C_ф$ нужно рассчитать на рабочее напряжение не меньшее, чем напряжение холостого хода выпрямителя $U_{но}$. Обычно рабочее напряжение $C_ф$ выбирают на 25 % выше, чем выходное напряжение выпрямителя. Конденсатор фильтра должен сглаживать чрезмерные пульсации тока, иначе из-за рассеивания мощности оксидные конденсаторы нагреваются, и срок их службы сокращается.

На практике конденсатор фильтра шунтируют балластным резистором, который разряжает конденсатор за несколько секунд, когда отсутствует нагрузка. Это полезно, так как если конденсатор $C_ф$ останется заряженным после того, как источник выключен, то легко можно повредить какие-нибудь элементы или омметр, ошибочно считая, что напряжения в блоке питания нет.

Стабилизаторы напряжения. Выходное напряжение выпрямителей обычно имеет пульсации в несколько вольт, так как емкость конденсаторов фильтров не может быть выбрана бесконечно большой. Кроме того, выходное напряжение значительно зависит от колебаний напряжения сети и изменения нагрузки. Для устойчивости работы предварительных каскадов усилителя их питают от стабилизаторов напряжения, которые уменьшают названные факторы.

В усилителях ЗЧ применяются стабилизаторы как параллельного, так и последовательного типа. Схема простейшего стабилизатора (на стабилитроне) приведена на рис. 17.5. Такой стабилизатор ослабляет пульсации, а также стабилизирует выходное напряжение при изменении напряжения сети и тока нагрузки. Простейшим последовательным стабилизатором является эмиттерный повторитель (рис. 17.6). Образцовое напряжение здесь получено с помощью стабилизатора на стабилитроне VD1. Стабилизаторы на стабилитроне обеспечивают нестабильность выходного напряжения около 2 % и коэффициент ослабления пульсаций не более 20 дБ; они малоэкономичны и используются в неответственных цепях с малым потреблением тока.

Стабилизаторы с проходным транзистором имеют нестабильность выходного напряжения около 0,1 % и коэффициент ослабления пульсаций до 40 дБ. Их используют для стабилизации напряжения в интервале от 5 до 40 В и выходного тока от 100 мА до 3 А. Основным достоинством таких стабилизаторов является их экономичность, компактность, возможность размещения их на одной плате ФУ, на который подается нестабилизированное питание, что обеспечивает развязку ФУ по питанию. В настоящее время эти стабилизаторы широко выпускают в интегральном исполнении (серия К142 ЕН), в них предусмотрены защита от короткого замыкания и автоматическое отключение при перегреве.

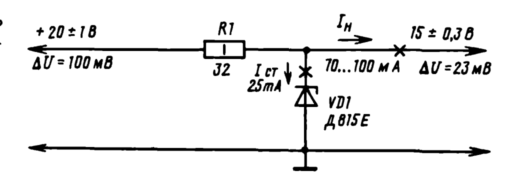


Рис. 17.5. Пример схемы стабилизатора на стабилитроне

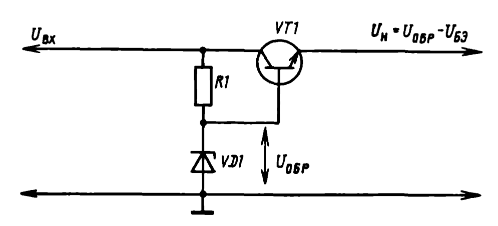


Рис. 17.6. Стабилизация напряжения с помощью эмиттерного повторителя

Далее рассмотрены источники питания для усилителей ЗЧ, в которых учтены перечисленные требования.

17.2. Простой нестабилизированный источник питания

Схема нестабилизированного двухполярного источника питания приведена на рис. 17.7. Он имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальное выходное нестабилизированное напряжение	±24 В
Номинальный ток нагрузки выпрямителя	2 А
Номинальное выходное стабилизированное напряжение	±15 В
Номинальный ток нагрузки стабилизатора	40 мА
Коэффициент пульсаций выходного напряжения выпрямителя при токе нагрузки 2 А	10 %
Коэффициент пульсаций выходного напряжения стабилизатора при токе нагрузки 40 мА	1 %

Выходное напряжение со вторичной обмотки трансформатора T1 выпрямляется мостовым однофазным двухполупериодным выпрямителем (диоды VD1—VD4) и сглаживается конденсаторами фильтра C3, C4. Питание на предварительные каскады подают с параметрических стабилизаторов на

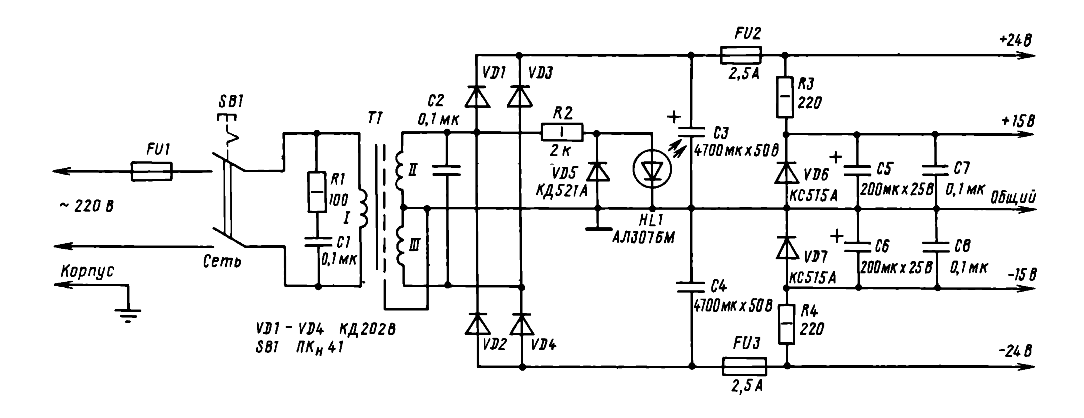


Рис. 17.7. Принципиальная схема простого двухполярного источника питания

элементах R3, VD6, C5 и R4, VD7, C6. Светодиод HL1 индицирует включение источника. Диод VD5 предотвращает пробой светодиода при отрицательной полуволне подаваемого напряжения. Непосредственно на выходе стабилизаторов установлены высокочастотные конденсаторы C7 и C8 (КМ-6). Они сглаживают переходные процессы и обеспечивают полное выходное сопротивление стабилизаторов на низком уровне на высоких частотах, исключая тем самым возможное самовозбуждение предварительных каскадов.

В качестве трансформатора T1 можно использовать любой, имеющий вторичную обмотку с отводом от середины, рассчитанную на напряжение 2×17 В и ток не менее 2 А. Его можно изготовить и самостоятельно, например, на тороидальном магнитопроводе ОЛ50/80-40 из стали Э320. Первичная обмотка на напряжение 220 В должна содержать 1 220 витков провода ПЭВ-2 0,31, а вторичная — 2×103 витка провода ПЭВ-2 0,8. Экранирующая обмотка содержит один слой провода ПЭВ-2 0,12. Конденсатор C1—МБГО на рабочее напряжение 600 В.

При монтаже предохранителя FU1 сетевой провод подводится только к заднему выводу держателя, чтобы исключить случайное соприкосновение с сетью при смене предохранителя. Также необходимо тщательно производить монтаж выключателя SB1 на передней панели, при этом надо использовать провода хорошего качества, после пайки сетевых выводов контакты SB1 следует изолировать. Общий провод и цепи питания каждого функционального узла подключают к стабилизатору отдельными проводами непосредственно к диодам стабилизатора VD6 и VD7. Общий провод источника соединяют с корпусом усилителя в одной точке, вблизи наиболее чувствительного функционального узла.

Налаживать узлы не потребуется, если монтаж сделан правильно с учетом указанных рекомендаций и при использовании исправных элементов.

17.3. Улучшенный источник питания

Данный источник питания имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальное выходное нестабилизированное напряжение . .	±24 В
Номинальный ток нагрузки . .	2 А
Номинальное выходное стабилизированное напряжение . .	±15 В
Номинальный ток стабилизатора	0,1 А
Коэффициент пульсаций выходного напряжения выпрямителя при токе нагрузки 2 А . . .	10 %
Коэффициент пульсаций выходного напряжения стабилизатора при токе нагрузки 0,1 А	0,1 %

На рис. 17.8 показана схема источника питания, в котором для питания предварительных каскадов в целях улучшения фильтрации используется более сложный стабилизатор. Нестабилизированный источник питания при этом не отличается от приведенного в § 17.2. Через резисторы R3 и R4 разряжают конденсаторы C4 и C5 при отключении нагрузки, что очень важно при настройке усилителя. При их отсутствии конденсаторы C4 и C5 остаются заряженными после выключения источника и возможен выход из строя каких-либо элементов или повреждение измерительного прибора.

Выпрямленное диодами VD1—VD4 напряжение поступает также на входы стабилизаторов положительного (на транзисторах VT1, VT3, VT5) и отрицательного (на транзисторах VT2, VT4, VT6) напряжений. Каждый из стабилизаторов представляет собой обычный компенсационный стабилизатор с проходным транзистором VT5(VT6),

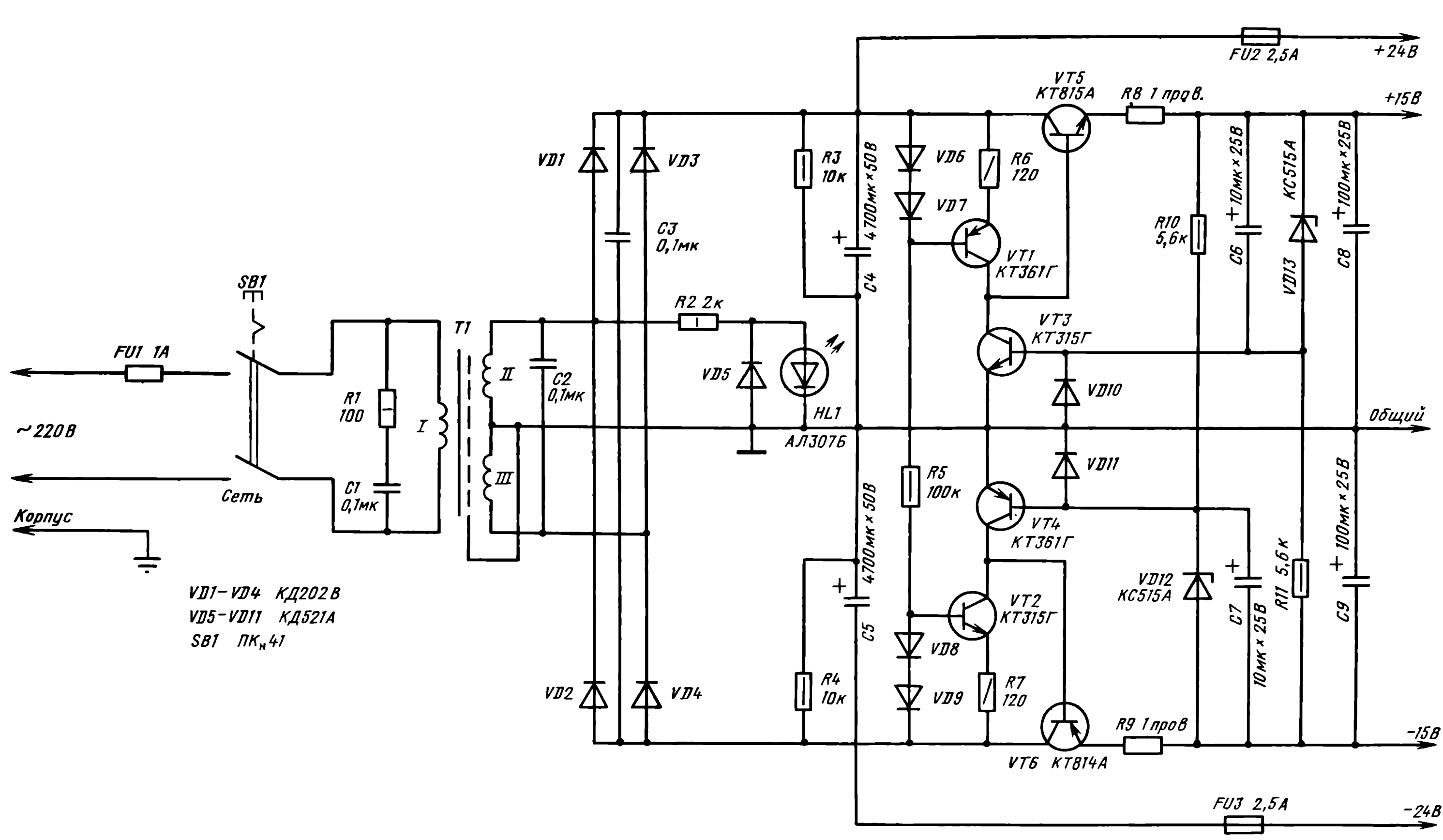


Рис. 17.8. Принципиальная схема улучшенного двухполярного источника питания

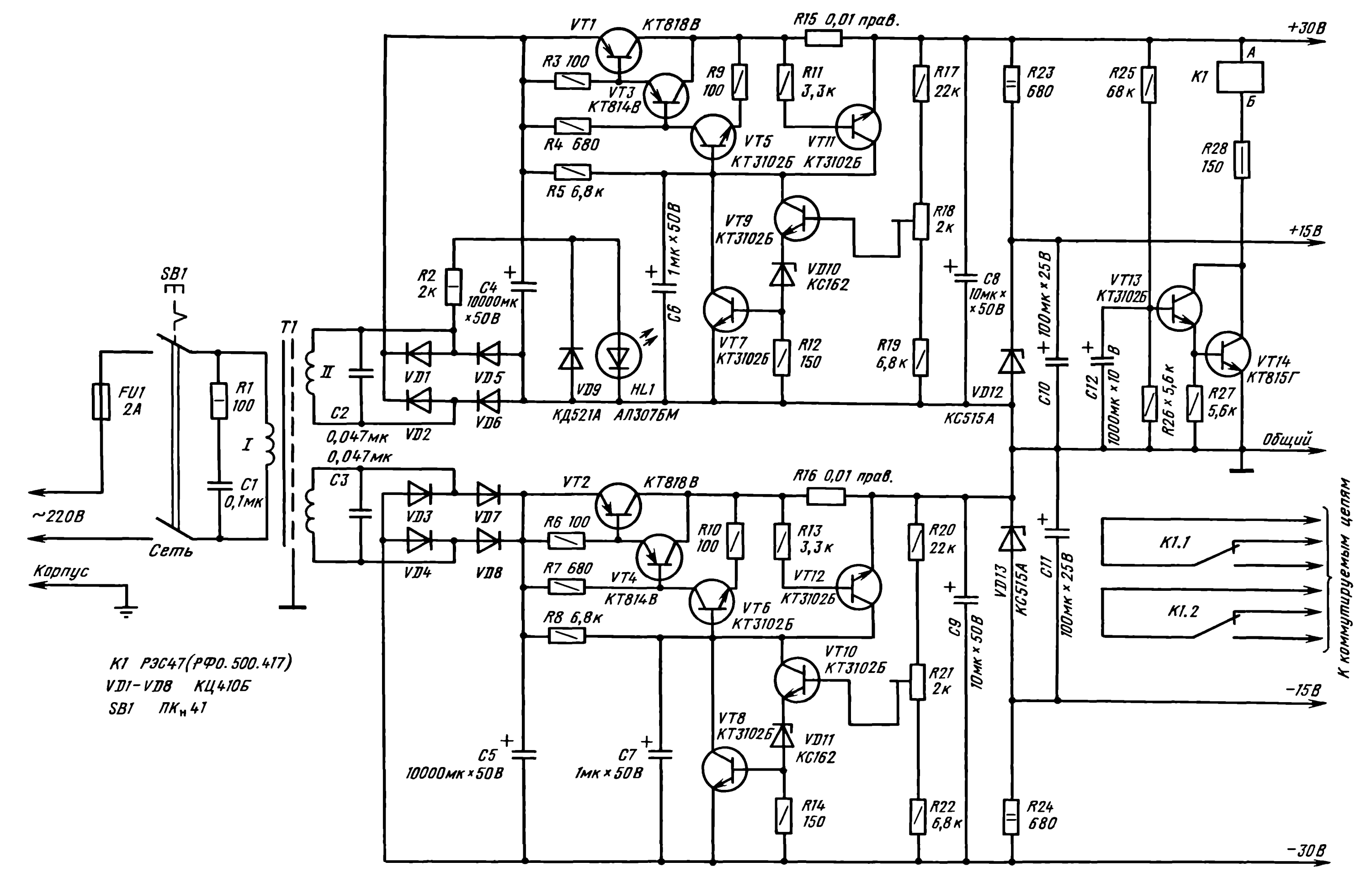


Рис. 17.9 Принципиальная схема стабилизированного источника питания с устройством задержки подключения громкоговорителей

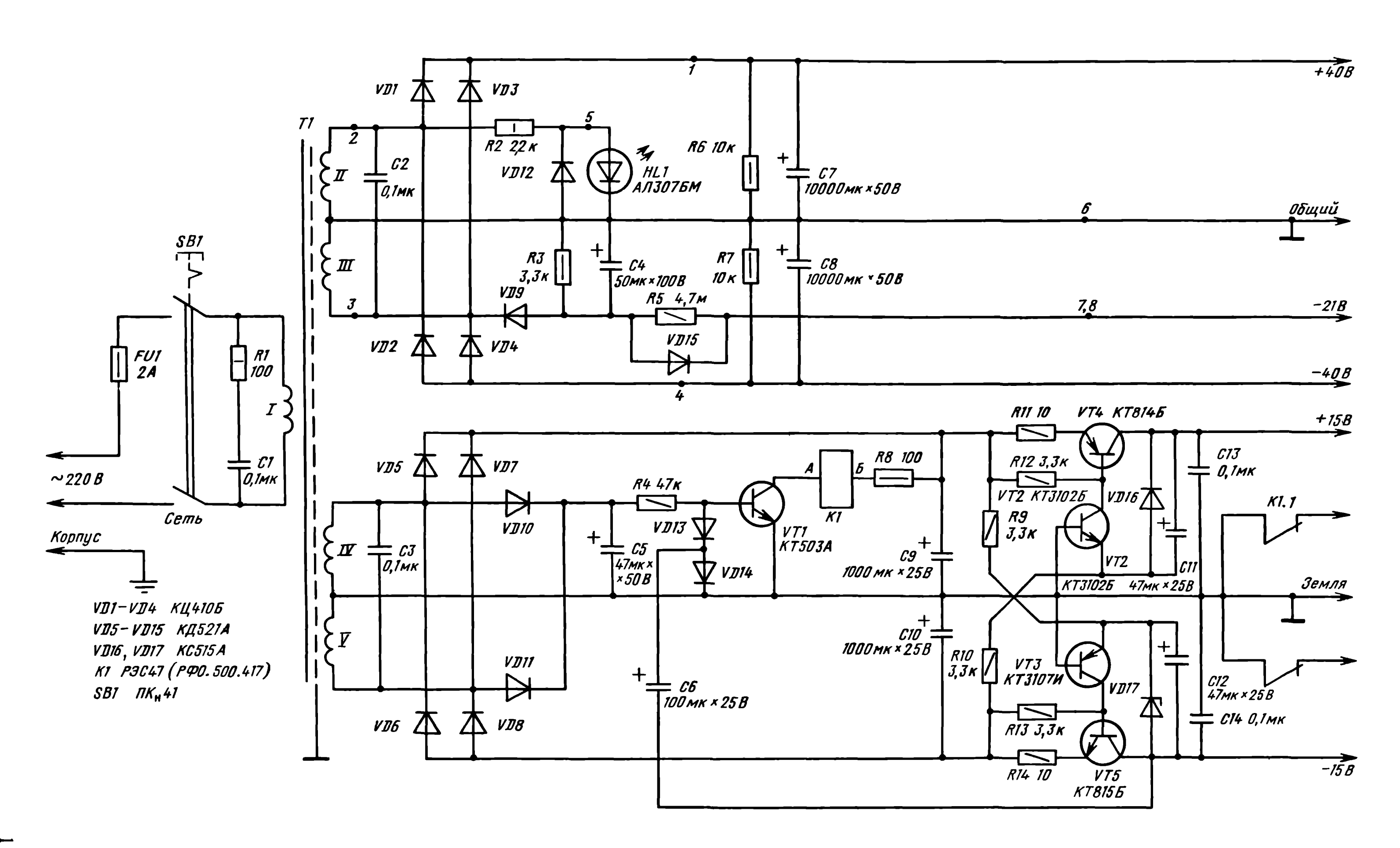


Рис. 17.10. Принципиальная схема комбинированного источника питания

усилителем напряжения на транзисторе VT3 (VT4) и источником тока на транзисторе VT1 (VT2).

Транзисторы VT5 и VT6 установлены на алюминиевом уголковом профиле размерами 25×25×32 мм и толщиной 3 мм.

17.4. Стабилизированный источник питания с устройством задержки подключения громкоговорителей

Стабилизированный источник питания обеспечивает более высокие качественные показатели усилителей ЗЧ. В случае, когда на первом месте стоит только качество, а не габаритные размеры и стоимость, предпочтение следует отдавать стабилизированному источнику питания. На рис. 17.9 приведена схема источника питания, имеющего следующие основные технические характеристики:

Номинальное выходное стабилизированное напряжение . . .	±30 В; ±15 В
Номинальный ток нагрузки . .	3А (±30 В); 40 мА(±15 В)
Коэффициент пульсаций стабилизатора ±30 при токе нагрузки 3 А	0,05 %

Наиболее просто двухполярный источник питания получить из двух одинаковых однополярных, как показано на рис. 17.9. Достоинство такого способа построения двухполярного источника состоит в возможности применения однотипных элементов для обоих плеч. Чтобы устранить щелчки при включении усилителя, используется устройство задержки коммутации громкоговорителей, выполненное на транзисторах VT13, VT14. Время задержки определяется временем зарядки конденсатора С10 через резистор R25.

Трансформатор Т1 выполнен на тороидальном магнитопроводе ОЛ64/100-32 из стали Э320. Первичная обмотка I состоит из 1 470 витков провода ПЭВ-2 0,56. Вторичные обмотки II и III содержат каждая по 167 витков провода ПЭВ-2 1,18; экранирующая обмотка один слой провода ПЭВ-2 0,12, намотанного между первичной обмоткой и всеми вторичными. Транзисторы VT1 и VT2 должны быть установлены на теплоотводы, обеспечивающие мощность рассеивания не менее 15 Вт (каждый).

17.5. Комбинированный источник питания

Источник питания, схема которого изображена на рис. 17.10, имеет следующие основные технические характеристики:

Номинальное выходное нестабилизированное напряжение . .	±40 В
Номинальный ток нагрузки . .	3 А
Номинальное выходное стабилизированное напряжение . .	±15 В
Номинальный ток нагрузки стабилизатора	0,1 А
Коэффициент пульсаций выходного напряжения выпрямителя при токе нагрузки 3 А . .	10 %
Коэффициент пульсаций выходного напряжения стабилизатора при токе нагрузки 0,1 А . .	0,1 %

Нестабилизированный источник питания не отличается от приведенных ранее и используется совместно с усилителем мощности, схема которого показана на рис. 14.5.

Выпрямитель на диоде VD9 нужен для того, чтобы получить напряжение —21 В, которое используется в этом же усилителе мощности для управления устройством задержки включения, что устраняет помехи от переходных процессов. Чтобы уменьшить влияние усилителя мощности на каскады предварительного усиления по цепям питания, применяется отдельная обмотка трансформатора. При этом для улучшения фильтрации напряжения питания предварительных каскадов используется двухполярный стабилизатор на транзисторах VT2—VT5, подключенный к мостовому выпрямителю на диодах VD5—VD8.

На транзисторе VT1 выполнено устройство задержки коммутации выхода предварительных каскадов усилителя к входу усилителя мощности. Его используют в случае, если в усилителе мощности нет устройства задержки включения.

Трансформатор Т1 выполнен на тороидальном магнитопроводе типа ОЛ64/100-32 из стали Э320. Первичная обмотка I содержит 1 470 витков провода ПЭВ-2 0,56, обмотки II и III — каждая по 208 витков провода ПЭВ-2 1,18; обмотки IV и V — по 100 витков провода ПЭВ-2 0,31. Экранирующая обмотка состоит из одного слоя провода ПЭВ-2 0,31.

Транзисторы VT4 и VT5 необходимо установить на небольшой теплоотвод, в качестве которого можно использовать уголковый профиль размерами 25×25×32 мм из алюминия толщиной 3 мм.

Глава 18

ПРАКТИЧЕСКИЕ СПОСОБЫ ДОСТИЖЕНИЯ ВЫСОКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

18.1. Общие сведения

Показатель — это количественная характеристика технического устройства. Применительно к усилителям ЗЧ под показателем понимается широкий набор качественных, эксплуатационных и конструктивных характеристик, состав которых приведен в § 1.1 и 1.2. Ниже будут описаны практические способы, улучшающие основные качественные показатели усилителей ЗЧ, в частности, снижающие помехи и шумы в тракте ЗЧ, расширяющие динамический диапазон усилителя. Будет рассмотрена методика выбора пассивных элементов для обеспечения высоких показателей, и, наконец, даны рекомендации по художественному и конструктивному оформлению усилителей ЗЧ, способствующему высоким надежности и потребительским качествам.

18.2. Способы снижения уровня помех и шумов и расширения динамического диапазона в тракте звуковой частоты

Одним из важнейших показателей качества современного звуковоспроизводящего тракта является, как известно, относительный уровень помех и шумов. Чем он меньше, тем более широк динамический диапазон устройства, тем выше обеспечиваемая им верность воспроизведения сигналов ЗЧ.

В усилителях ЗЧ помехи могут создавать: электрические и магнитные поля проводов сети и трансформаторов питания; пульсации напряжений питания (фон частотой 50 Гц и кратный ей); электромагнитные поля мощных радио- и телецентров, рентгеновских установок и т. п. устройств; затухающие автоколебания или самовозбуждение из-за неоптимальных или паразитных ОС (связь через общий источник питания, через полное сопротивление земляных проводов устройств); собственные шумы электронных компонентов (резисторов, конденсаторов, транзисторов входных каскадов).

При расстоянии L от источника помехи до ее приемника, значительно большем, чем $\lambda/2\pi \approx \lambda/6$ (λ — длина волны помехи), воздействие магнитной и электрической составляющих электромагнитного поля на электронное устройство учитывают комплексно. Если же $L \approx \lambda/6$, компоненты поля необходимо учитывать порознь, рассматривая воздействие электрической составляющей как емкостную связь между источником помехи и устройством, а магнитной — как связь через взаимную индуктивность.

Следует отметить, что единого способа борьбы с помехами не существует. Однако можно предложить комплекс мер, позволяющих в значительной степени снизить уровень помех. К этим мерам относятся защита соединительных проводов, нахождение оптимального места соединения общих проводов, экранирование узлов и каскадов, развязка по питанию и т. д.

Основные источники помехи и эффективность различных способов борьбы с ними указаны в табл. 18.1. Знаком «+» в ней отмечены наиболее эффективные способы, знаком «*» — способы, менее эффективные, но рекомендуемые к использованию в комплексе с остальными для достижения предельных значений относительного уровня помех.

Защита проводов. Один из основных каналов проникновения помех в тракт ЗЧ — соединительные провода, в которых возникают разного рода паразитные наводки и помехи. В основном это помехи, создаваемые магнитными полями трансформаторов, проводов питания и емкостными связями между проводами. Поэтому необходимо защитить соединительные провода от воздействия этих полей или в какой-то степени ослабить их влияние.

Используются три основные способа защиты проводов: экранирование, оптимальное заземление и соответствующая ориентация проводников.

Механизмы воздействия на провода магнитных и электрических полей, как уже отмечалось, с точки зрения возникновения в них помех, различны. При наличии магнитного поля напряжение помехи $U_{пм}$ в проводнике-приемнике, определяется выражением

$$U_{пм} = j\omega MI,$$

где M — коэффициент взаимной индуктивности цепей, I—ток в проводнике-источнике.

Наличие угловой частоты $\omega = 2\pi F$ указывает на то, что связь между цепями пропорциональна частоте F.

Как видно, единственный путь снижения напряжения помехи $U_{пм}$ в данном случае — уменьшение взаимной индуктивности. Достичь этого можно, разнося цепи в пространстве, либо применив в цепях источника и приемника витую пару проводников, либо путем соответствующей ориентации этих цепей. Применение витых пар в цепях источника помех и их приемника приводит к тому, что магнитные поля взаимно компенсируются.

Таблица 18.1

Источник помех	Способ уменьшения помехи								
	Экранирование проводов	Применение витых пар	Оптимальное заземление	Разнесение и взаимная ориентация проводов	Экранирование каскадов	Развязка по питанию	Выбор элементов	Выбор режима работы элементов	Ограничение полосы пропускания
Электрическое поле	+		+	+	+				+
Магнитное поле	+	+	+	+	+				+
Электромагнитное поле	+	+	+	+	+				+
Пульсация источника питания						*	+	+	
Конечное внутреннее сопротивление источника питания			+			+	+		
Конечное волновое сопротивление проводов питания						+			
Паразитная ОС			+			+			+
Самовозбуждение			+			+	*	*	+
Собственные шумы элементов							+	+	+

При воздействии электрического поля наведенное на проводник (из-за емкостной связи между ним и проводником-источником) напряжение помехи $U_{пэ}$ описывается выражением:

$$U_{пэ} = j\omega RCU,$$

где $\omega = 2\pi F$ (F — частота помехи); R — сопротивление цепи-приемника относительно общего провода; C — емкость между взаимодействующими проводниками; U — напряжение в цепи-источнике помехи. Очевидно, что поскольку ни напряжение U, ни его частоту F изменить нельзя, снизить наведенное напряжение помехи $U_{пэ}$ можно только уменьшением емкости C (разнесением проводов, их взаимной ориентацией) или экранированием и шунтированием сопротивления R цепи-приемника достаточно малым сопротивлением. Следует отметить, что уменьшение входного сопротивления цепи-приемника при магнитной связи не снижает напряжения помех, как это имеет место при связи через электрическое поле.

Для защиты сигнальных цепей от электрического поля экранирующую оплетку необходимо соединить с общим проводом устройства в одной точке, чтобы исключить протекание токов наводки через экран, а для защиты от магнитного поля — в двух: в непосредственной близости от источника и приемника помехи. При этом возвратный ток, текущий по экрану в обратном направлении, компенсирует магнитные наводки.

Выполнить эти противоречивые требования можно, если провода соответствующих цепей свить вместе и поместить в общую экранирующую оплетку. Следует учесть, что с общим проводом устройства ее можно соединять только в одной точке.

В качестве примера практической реализации мер по защите от электрических и магнитных полей на рис. 18.1 показана схема соединений стереофонической магнитной головки звукоснимателя со входом предусилителя-корректора. При такой схеме соединений помехи от электрических полей практически полностью исключаются, а магнитные наводки ослабляются примерно на 70 дБ.

Хороший результат дает соединение экранирующих оплеток и общего провода сигнальных цепей в одной точке, выбранной таким образом, чтобы токи помех не проходили с оплетки на общий провод устройства через подлежащий соединению с ним сигнальный провод (на рис. 18.1—это точка Б).

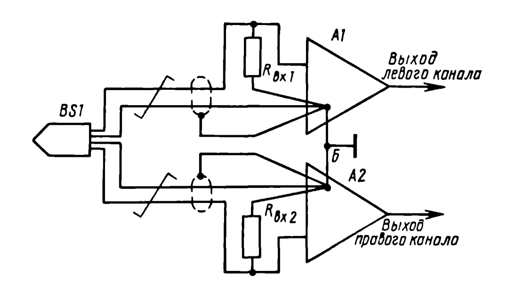


Рис. 18.1. Схема соединений стереофонической магнитной головки звукоснимателя со входом предусилителя-корректора

Чтобы избежать соединения оплетки с общим проводом или шасси прибора в непредусмотренных местах, поверх нее рекомендуется надеть трубку подходящего диаметра из изоляционного материала. Применение для передачи слабых сигналов экранированных витых пар проводов хорошо защищает и от электромагнитных полей, поскольку любой ток, протекающий через оплетку, наводит в обоих проводниках одинаковые напряжения, взаимно уничтожающие друг друга. Эффективность экранирования витой пары проводов растет с увеличением числа витков на единицу длины.

Для соединения общих проводов сигнальных цепей узлов и блоков с общим проводом усилителя ЗЧ в целом (с общей точкой источника питания усилителя ЗЧ) используют схемы, приведенные на рис. 18.2. Первая из них (см. рис. 18.2, а) — схема последовательного соединения — проста в реализации, но применять ее не всегда рекомендуется, так как возвратные токи I_1—I_N, текущие через провода, соединяющие функциональные узлы A1—AN с общим проводом устройства, создают на их сопротивлениях Z1—ZN (в общем случае полных) падение напряжения. В результате потенциалы общих шин узлов оказываются не равными нулю и между узлами возникает перекрестная связь, являющаяся во многих случаях причиной неустойчивой работы всего устройства.

Вариант последовательного соединения общих проводов можно использовать только для узлов с очень малым и стабильным потреблением мощности, причем в этом случае наиболее чувствительный каскад (A1) следует подключать непосредственно к общему проводу усилителя.

Радиальное соединение общих шин функциональных узлов с общим проводом устройства (рис. 18.2, б) свободно от указанных

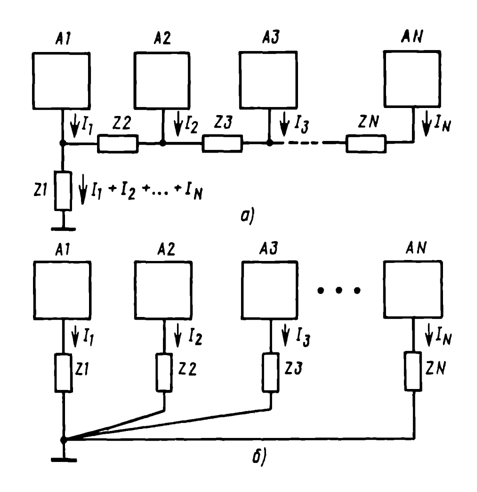
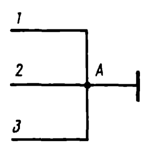


Рис 18.2. Последовательное (а) и радиальное (б) соединение общих проводов ФУ в одной точке

Рис. 18 3. Схема соединения общих проводов усилителя ЗЧ в одной точке



недостатков, поэтому его желательно применять в усилителях ЗЧ, особенно в цепях питания с очень большими колебаниями потребляемой мощности. Эти сильноточные цепи необходимо отделять от слаботочных (использовать общий провод сильноточных цепей одновременно и в качестве общего провода сигнальной цепи недопустимо).

В высококачественном усилителе ЗЧ должно быть, как минимум, три общих провода (рис. 18.3): 1 — общий провод сигнальных цепей (для устройств с низким уровнем сигналов); 2 — общий провод силовых цепей (для устройств с большой потребляемой мощностью); 3 — общий провод экранов, металлических панелей, шасси и т. п. Соединять их вместе можно только в одной точке A, выбранной достаточно близко к наиболее чувствительному узлу. Чтобы провода, соединяющие узлы с общим проводом устройства, обладали малым сопротивлением Z и не создавали существенных полей, их длина должна быть меньше $\lambda/20$. На звуковых частотах это условие выполняется всегда, поэтому соединение с общим проводом в нескольких точках в усилителях ЗЧ не требуется, что, кстати, исключает образование замкнутых контуров общего провода, чувствительных к магнитным полям и к разности потенциалов в точках соединений. На разводку проводов питания налагаются те же требования, что и на разводку общих проводов усилителя ЗЧ. Об этом, в частности, надо помнить и при разработке печатных плат. При разводке общих проводов и цепей питания в печатных платах и общей разводки этих цепей во всем устройстве надо внимательно следить за тем, чтобы не образовывались замкнутые земляные контуры.

Усилители ЗЧ обычно собирают на металлических шасси, являющихся несущим элементом конструкции. В целях безопасности они должны быть заземлены. Из-за наличия стыков и соединений сопротивление шасси может быть довольно большим, поэтому использовать его в качестве возвратного провода сильноточных, а тем более слаботочных цепей ни в коем случае нельзя. Соединять шасси с общим проводом усилителя следует только в одной точке, выбирая эту точку наиболее близко ко входу наиболее чувствительного узла (например, усилителя-корректора). Это соединение должно выполняться пайкой или сваркой, так как резьбовое соединение неустойчиво. Следует обратить внимание на все стыки в шасси, они должны быть обеспечены надежным соединением. Особого внимания заслу-

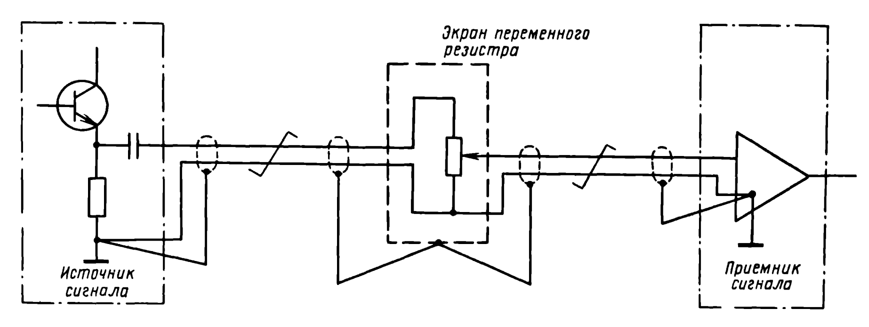


Рис. 18.4. Схема разводки сигналов с переменным сопротивлением в цепи

живает соединение с общим проводом экранов переменных резисторов, используемых для регулирования громкости, стереобаланса и тембра.

В высококачественной радиоаппаратуре корпуса и экраны переменных резисторов должны быть изолированы от металлического шасси, а ручки управления изготовлены из изоляционного материала. Соединять резисторы с каскадами усилителя следует в соответствии со схемой, показанной на рис. 18.4.

Если сигнальная цепь соединена с общим проводом только на входе следующего за регулятором каскада, экранирующие оплетки витых пар следует соединять с ним в этой же точке. Если же с общим проводом соединены и источник (предшествующий регулятору каскад), и приемник сигнала (как это показано на рис. 18.4), экранирующую оплетку необходимо «заземлить» с обоих концов. Из-за образования замкнутого контура общего провода эффективность защиты от магнитных полей в этом случае понизится до 25...27 дБ (против 70 дБ).

Если помехи ослаблены недостаточно, то нужно разорвать контур заземления, используя трансформаторы, оптроны или дифференциальные усилители. Во всех случаях в диапазоне частот до 1 МГц необходимо стремиться заземлять экран в одной точке. Если это условие не выполняется, то по экрану будут протекать большие токи с частотой сети и вносить фон в сигнальную цепь. О последствиях, вызываемых замкнутыми контурами общего провода, следует помнить и при использовании для межкаскадных соединений разъемов: если через разъем предполагается пропустить несколько экранированных проводов, то для каждой экранирующей оплетки необходимо предусмотреть отдельный контакт. Чтобы предотвратить касание оплеток разных проводов между собой и с металлическими деталями шасси, их следует заключить в полиэтиленовые или полихлорвиниловые трубки. Во всех случаях длина проводов, выходящих за пределы экранирующей оплетки, должна быть минимальной.

Все сказанное о соединениях общих проводов слаботочных (сигнальных), сильноточных цепей, шасси и экранов иллюстрирует рис. 18.5, на котором изображена схема подключения узлов псевдоквадратического усилителя ЗЧ.

Здесь 1-А1 и 2-А1 предусилители-корректоры магнитного звукоснимателя, 1-Z1, 2-Z2— соответственно ФВЧ и ФНЧ. 1-А2 и 2-А2— нормирующие усилители, 1-А3 и 2-А3—темброблоки, 1-А4—4-А4—усилители мощности, 1-А5—4-А5—устройства их защиты, 1-Р1—4-Р1—измерители уровня выходного сигнала, А1 — синтезатор псевдоквадратического сигнала или декодер системы ABC, G1 — источник питания. Во всех узлах, кроме устройств защиты и измерителей уровня сигнала, предусмотрены отдельные общие провода для сигнальных цепей и цепей питания. Общие провода сигнальных цепей наиболее чувствительных к помехам узлов заземлены с помощью двух проводов (узлы 1-А1, 2-А1, 1-Z1, 2-Z1, 1-Z2, 2-Z2 подключены к одному из них, а 1-А2, 2-А2, 1-А3 и 2-А3— к другому). Цепи питания этих узлов и синтезатора А1 соединены с точкой заземления непосредственно на выходе источника питания G1 кратчайшим путем отдельным проводом. С этой же точкой соединены (также по кратчайшему пути) провода сигнальных цепей синтезатора и усилителей мощности, общие шины цепей питания измерителя уровня сигнала, устройств защиты каждого из усилителей мощности, а также выводы экрана трансформатора питания (к нему подключают защитное заземление). Подключение этой точки к потенциальной (не токовой) земле (к шасси усилителя) проводится непосредственно у входа наиболее чувствительного к помехам узла отдельным проводом. Надо следить, чтобы по этому проводу ток не протекал.

Для уменьшения наводок от магнитных и электрических полей функциональные узлы с большим коэффициентом усиления (например, микрофонный усилитель, малошумящий усилитель для динамического звукоснимателя) желательно поместить в металлический экран. Следует иметь в виду, что в диапазоне звуковых частот защитить узел от магнитного поля труднее, чем от электрического. Ослабление магнитного поля обус-

Рис. 18.5. Схема подключения узлов псевдоквадрафонического усилителя ЗЧ

ловлено на этих частотах в основном потерями в материале экрана, поэтому его необходимо изготовить из достаточно толстого листового металла с низким магнитным сопротивлением (при толщине, равной скинслою, ослабление поля составляет примерно 9 дБ). В электрических полях звукового диапазона частот экранирование обусловлено, главным образом, отражением, поэтому для защиты от них необходим экран из хорошего проводника (медь, латунь и т. п.). Компромиссные результаты при наличии магнитных полей дает применение стальных экранов.

В некоторых случаях нужного эффекта добиваются применением сложных, двойных экранов: наружного — из меди или латуни и внутреннего — из стали или пермаллоя. Выбирая способ заземления экрана, необходимо помнить, что при неправильном подключении к общему проводу из-за паразитных емкостей, образованных экраном, входными и выходными цепями каскада, каскад может самовозбудиться. Чтобы этого не случилось, паразитную обратную связь через конденсаторы $C1_{э}$—$C3_{э}$ (рис. 18.6) необходимо устранить, подключив экран к общему проводу каскада, даже если его потенциал отличается от потенциала общего провода устройства в целом.

Особое внимание при разработке усилительного тракта необходимо уделить источнику питания и его связям с функциональными узлами. В идеальном случае источник питания — это генератор ЭДС, т. е.

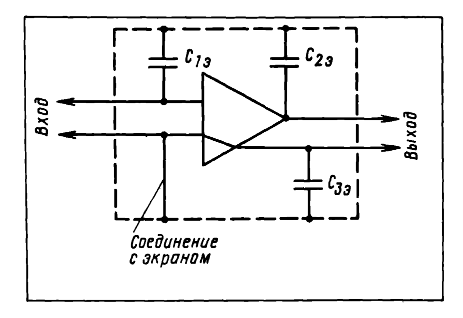


Рис. 18.6. Схема подключения экрана к общему проводу

источник с нулевым внутренним сопротивлением. Однако на практике любой источник питания имеет конечное внутреннее сопротивление R_i, через которое могут образовываться нежелательные связи между каскадами. Эти связи возрастают из-за наличия соединительных проводов, сопротивление которых также конечно. Одновременно эти соединительные провода, как и провода сигнальных цепей, подвержены влиянию электрических и магнитных полей и здесь применимы те же способы борьбы с помехами, что и рассмотренные ранее.

В статическом режиме (в режиме постоянного тока) напряжение $U_н$, передаваемое на нагрузку, равно

$$U_н = U_{x\,x} - I_{н\,max}(R_i + R_{л\,max}),$$

где $U_{x\,x}$ — выходное напряжение ненагруженного источника (напряжение холостого хода); $I_{н\,max}$ — максимальный ток нагрузки; $R_{л\,max}$ — сопротивление соединительной линии.

Чтобы улучшить работу источника при медленном изменении тока нагрузки, необходимо улучшить стабилизирующие свойства источника (уменьшить R_i) и соединительные провода брать достаточного сечения. При резком изменении тока нагрузки на $\Delta I_н$ (режим усиления звуковых сигналов — динамический режим) возникают напряжения переходных помех, и результирующее изменение напряжения на нагрузке оказывается функцией волнового сопротивления Z_0 линии передачи. Мгновенное напряжение помехи на нагрузке

$$\Delta u_н = \Delta I_н Z_0 = \Delta I_н \sqrt{L_л / C_л},$$

где $L_л$ и $C_л$ — соответственно индуктивность и емкость линии передачи питания.

Волновое сопротивление линии передачи может служить хорошим критерием качества для сравнения разных систем разводки питания. Чтобы получить хорошую развязку в динамическом режиме, волновое сопротивление линий передачи должно составлять не более нескольких ом. Для этого необходимо увеличивать $C_л$ и уменьшать $L_л$. Это достигается использованием плоских шин питания, расположенных как можно ближе к общему проводу, между которыми устанавливается изолирующая прокладка с большой диэлектрической постоянной.

Например, два провода круглого сечения с тефлоновой изоляцией, разнесенных на 1,5 диаметра, имеют $Z_0 \approx 80$ Ом. Однако если два плоских проводника шириной $H = 10$ мм расположить один над другим и разделить тонкой (толщиной $h = 100$ мкм) полиуретановой пленкой ($\varepsilon = 7$), то волновое сопротивление такой шины будет

$$Z_0 = 377\,h / (\sqrt{\varepsilon} H) = 377 \cdot 100 \cdot 10^{-3} / (\sqrt{7} \cdot 10) \approx 1{,}42 \text{ Ом}.$$

На практике сделать шины передачи с малым Z_0 довольно сложно и дорого, что вынуждает подключать между шинами питания и земли развязывающий керамический конденсатор емкостью от 0,1 до 1,0 мкФ [1] для обеспечения малого комплексного сопротивления шины питания. Чтобы исключить связи каскадов через источник питания и дополнительно сгладить пульсации питающего напряжения, часто используют развязывающие RC- и (реже) LC-фильтры. RC-фильтры уменьшают напряжение питания защищаемого каскада, поэтому хорошей фильтрации удается достичь только во входных каскадах, где снижение напряжения питания вполне допустимо, так как они усиливают слабые сигналы. Развязывающие фильтры одновременно исключают появление на проводах питания падения напряжения усиливаемого сигнала, которое может стать причиной самовозбуждения усилителя ЗЧ.

Итак, для улучшения характеристик системы питания цепи разводки необходимо выполнять плоскими шинами; для развязки паразитного сопротивления шины питания непосредственно на зажимах нагрузки устанавливается керамический конденсатор (с малой собственной индуктивностью) развязки питания; а для развязки отдельных каскадов усилителя — RC-фильтры.

Внутренние источники шумов. Если даже исключены все внешние связи ФУ по помехам, все же имеется минимальный уровень собственных или внутренних шумов. Собственные шумы имеются у всех электронных компонентов, на которых рассеивается мощность. Основными видами собственных шумов являются: тепловые, дробовые, контактные и импульсные.

Тепловые шумы возникают в результате теплового движения электронов в веществе резистора и определяют нижний уровень шумов, достижимый в ФУ.

Действующее значение напряжения шумов в разомкнутой цепи, обусловленное наличием в ней сопротивления R, равно

$$U_т = \sqrt{4kT\Delta FR},$$

где $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T—абсолютная температура, К (кельвин); ΔF—полоса пропускания шумов, Гц; R—сопротивление, Ом.

При комнатной температуре (290 °К или 17 °С) $4\,kT = 1{,}6 \cdot 10^{-20}$ Вт/Гц. Мощность тепловых шумов имеет равномерную частотную характеристику и в любой части спектра при одинаковой полосе имеет одинаковое значение, независимо от R:

$$P_ш = U_t^2/R = 4kT\Delta F.$$

Чтобы уменьшить напряжение тепловых шумов, необходимо минимизировать сопротивление и полосу пропускания системы.

Дробовой шум связан с прохождением тока через потенциальный барьер — из-за флуктуаций среднего значения тока при хаотической диффузии носителей через базу транзистора и случайного характера гене-

рации и рекомбинации пар электрон-дырка.

Действующее значение тока этого шума

$$I_ш=\sqrt{2q\bar{I}_0\Delta F}.$$

где $q=1{,}6\cdot10^{-19}$ Кл — заряд электрона; $\bar{I}_0$ — среднее значение постоянного тока, А; ΔF — полоса пропускания, Гц;

$$I_ш/\sqrt{\Delta F}\approx5{,}66\cdot10^{-10}\sqrt{\bar{I}_0},$$

т. е. плотность дробового шума зависит только от значения проходящего тока и не зависит от частоты.

Контактные шумы вызываются флуктуацией проводимости вследствие несовершенства контакта между двумя материалами. Они встречаются в композиционных резисторах, угольных микрофонах, транзисторах и диодах и т. п., которые содержат множество сплавленных между собой частиц. В силу специфичной зависимости их называют низкочастотными или 1/f шумами. Контактный шум

$$I_f = A\cdot\bar{I}_0\sqrt{\Delta F/f},$$

где A—постоянная, зависящая от вида материала контакта и его конфигурации; $\bar{I}_0$ — среднее значение постоянного тока, А; f — центральная частота полосы пропускания, Гц; ΔF — полоса пропускания, Гц.

«Вес» контактных шумов из-за характеристики 1/f на низких частотах может быть очень большой. При исследованиях шумы 1/f наблюдаются даже при сигнале, имеющем период несколько часов. Контактный шум — один из основных источников помех в низкочастотных цепях.

Импульсные шумы обусловлены производственными дефектами (в основном дефектами в переходе полупроводникового прибора из-за металлических примесей), и их можно устранить улучшением процесса производства. Импульсные шумы проявляются как резкие всплески и сопровождаются дискретным изменением уровня. Длительность шумовых импульсов колеблется от микросекунд до секунд, амплитуда превышает амплитуду тепловых шумов в 2...100 раз, частотный диапазон — от 0,01 до 100 Гц. Так как этот шум связан с наличием тока, то наибольшее напряжение шумов наблюдается в высокоомных цепях, например во входной цепи ОУ. Чтобы исключить импульсные помехи, необходимо обнаружить шумящий элемент и заменить его.

Учитывая, что все рассмотренные здесь источники шумов являются некоррелированными, они суммируются на основе правил сложения мощностей. Следовательно, суммарное напряжение теплового, дробового, контактного и импульсного шумов определяется как

$$U_\Sigma=\sqrt{U_т^2+U_д^2+U_к^2+U_и^2}$$

Для измерения напряжения шумов лучше всего пользоваться широкополосным осциллографом. Основное преимущество осциллографа перед различными вольтметрами в том, что на экране осциллографа можно наблюдать форму исследуемого сигнала. При этом можно быть уверенным, что измеряются именно случайные шумы, а не наводки или фон сети 50 Гц.

Действующее значение белого шума равно 1/8 (предполагается, что отношение амплитуды к действующему значению шумов составляет 4:1, при этом точность измерений не хуже 5 %) двойного амплитудного значения сигнала, измеряемого на экране осциллографа. (При определении двойной амплитуды на экране осциллографа один-два пика, которые будут значительно выше всей кривой сигнала, в расчет брать не следует.) Для количественной оценки шумов, вносимых отдельными электронными устройствами, используют коэффициент шума:

$$K_ш=\frac{P_{ш\,вых}\text{ (реального устройства)}}{P_{ш\,вых}\text{ (идеального устройства)}}.$$

Коэффициент шума $K_ш$ можно определить также как

$$K_ш=A_{вх}/A_{вых},$$

где $A_{вх}=P_{с\,вх}/P_{ш\,вх}$; $A_{вых}=P_{с\,вых}/P_{ш\,вых}$; т. е. $K_ш$ показывает, во сколько раз отношение сигнал-шум на входе устройства больше отношения сигнал-шум на его выходе. Коэффициент шума многокаскадного усилителя

$$K_{ш\Sigma}=K_{ш1}+\frac{K_{ш2}-1}{K_{P1}}+\frac{K_{ш3}-1}{K_{P1}K_{P2}}+\ldots+$$

$$+\frac{K_{шm}-1}{K_{P1}K_{P2}\cdot\ldots\cdot K_{P(m-1)}},$$

где $K_{ш1}$ и K_{P1} — коэффициенты шума и усиления по мощности первого каскада; $K_{ш2}$ и K_{P2} — те же коэффициенты для второго каскада и т. д.

Из этого уравнения следует, что при достаточном коэффициенте усиления первого каскада суммарный коэффициент шума определяется коэффициентом шума первого каскада.

Чтобы уменьшить помехи и шумы в общей системе, необходимо ограничивать полосу пропускания усилителя до значения, соответствующего полосе слышимых звуковых сигналов. Поэтому в начале тракта необходимо устанавливать фильтры, ограничивающие полосу слышимых частот. Полоса пропускания последующих ФУ выбирается из условия обеспечения высокого качества их динамических характеристик (линейность фазочастотной характеристики, высокая крутизна переходной характеристики и т. п.).

В технических условиях на транзисторы и микросхемы шумы оцениваются по коэффициенту шума $K_ш$:

$$K_ш=U^2_{ш\,вых}/U^2_{ш\,вых\,ис},$$

где $U_{ш\,вых}$ — квадрат среднеквадратического значения напряжения шума на выходе;

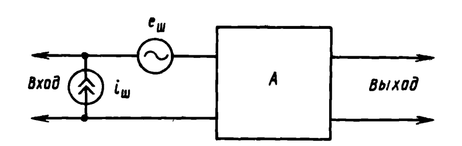


Рис. 18.7. Эквивалентная схема шумящего четырехполюсника

$U^2_{ш\,вых\,ис}$ — квадрат среднеквадратического значения шумов, вызванных шумами источника сигнала, т. е. шумами внутреннего сопротивления источника.

Коэффициент шума в децибелах ($F_ш$):

$$F_ш = 10\lg K_ш.$$

При чисто реактивном сопротивлении источника (например, электромагнитная головка звукоснимателя имеет значительную индуктивную составляющую) $K_ш$ стремится к бесконечности и оптимизация устройства по этому параметру нередко приводит к неверным результатам. Шумовые свойства функциональных узлов наиболее полно отражает эквивалентная схема шумящего четырехполюсника, приведенного на рис. 18.7. На этом рисунке А — нешумящий идеальный четырехполюсник, $e_ш$ — ЭДС эквивалентного источника шума, $i_ш$ — ток эквивалентного источника шума.

Полное значение напряжения шума на входе идеального элемента А

$$e_{ш\,\Sigma} = e_ш + i_ш R_i,$$

где R_i — внутреннее сопротивление источника сигнала. Приведение $e_ш$ и $i_ш$ к входу ФУ характеризует шумовые свойства ФУ независимо от коэффициента усиления, поэтому можно определять отношение сигнал-шум непосредственно, где сигналом является ЭДС источника сигнала $e_{ист}$, т. е. отношение сигнал-шум определяется отношением $e_{ист}/e_{ш\Sigma}$.

На схеме (рис. 18.7) эквивалентный генератор шумового тока учитывает собственные шумы ФУ, уровень которых на выходе зависит от условий на входе и от полного внутреннего сопротивления источника сигнала. Эквивалентный генератор шумовой ЭДС $e_ш$ характеризует собственные шумы ФУ, уровень которых достигается при замкнутом накоротко (по переменному току) входе ФУ.

Реально $i_ш$ и $e_ш$ коррелированы между собой, но коэффициент корреляции редко приводится в справочных данных. Учитывая, что связь между $i_ш$ и $e_ш$ невелика, а разброс шумовых параметров усилительных элементов значителен, на практике коэффициент корреляции полагают равным нулю.

Расчет уровня шума ФУ необходимо проводить с учетом формы АЧХ (особенно для корректоров, у которых подъем на низкочастотном диапазоне составляет 20 дБ). Однако если при измерении отношения сигнал-шум используются взвешивающие фильтры, у которых АЧХ имеет завал в низкочастотном диапазоне, то при измерении уровня шумов предусилителя-корректора можно не считаться с неравномерностью его АЧХ в звуковом диапазоне.

Шумовое сопротивление биполярного транзистора (БТ) $R_{ш\,БТ}$ равно такому активному сопротивлению $R_ш$, тепловой шум которого равен собственным шумам транзистора. Электродвижущая сила теплового шума сопротивления $R_ш$:

$$e_{шR} = \sqrt{4kTR_ш}.$$

Полное напряжение шума БТ

$$e_{ш\Sigma БТ} = e_{шБТ} + i_{шБТ}R_i =$$

$$= \sqrt{4kT(r_б + kT/2qI_к)(f_в - f_н)} +$$

$$+ R_i\sqrt{2qI_Б(f_в - f_н) + f_ф\ln(f_в/f_н)},$$

здесь $e_{ш\,БТ}$ — ЭДС шума БТ, В; $i_{ш\,БТ}$ — ток шума БТ, А; $K = 1{,}38\cdot10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; Т—абсолютная температура сопротивления базы БТ в градусах Кельвина; $r_б$ — сопротивление базы БТ, Ом; $q = 1{,}6\cdot10^{-19}$ Кл — заряд электрона; $I_К$— коллекторный ток БТ, А; $f_в$, $f_н$ — соответственно верхняя и нижняя частоты полосы пропускания, Гц; $I_Б$—ток базы БТ, А; $f_ф$ — частота среза фликер-шумов (на которой спектральная плоскость шумов из-за фликер-эффекта возрастает на 3 дБ по отношению к спектральной плотности на умеренно высоких частотах 20...100 кГц). Обычно $f_ф$ колеблется от 200 до 500 Гц для специальных малошумящих транзисторов и от 10 до 40 кГц для транзисторов общего назначения.

Приравнивая $e_{ш\,R} = e_{ш\,\Sigma\,БТ}$, получаем выражение для вычисления шумового сопротивления БТ:

$$R_{шБТ} = (r_б + kT/2qI_К)(f_в - f_н) +$$

$$+ (R_i^2 qI_Б/2kT)(f_в - f_н + f_ф \ln f_в/f_н).$$

Шумовое сопротивление $R_{ш\,БТ}$ сильно зависит от режима работы транзистора по постоянному току.

Для БТ токи коллектора $I_К$ и базы $I_Б$ связаны соотношением $I_Б = I_К/h_{21Э}$, где $h_{21Э}$— коэффициент передачи тока базы. С учетом этого выражения формула для определения шумового сопротивления транзистора $R_{ш\,БТ}$ принимает вид

$$R_{шБТ} = (r_Б + kT/2qI_К)(f_в - f_н) +$$

$$+ \frac{R_i\cdot q\cdot I_К}{2kT\beta}(f_в - f_н + f_ф \ln f_в/f_н).$$

С увеличением тока коллектора составляющая шумового сопротивления, обусловленная тепловыми шумами распределенного сопротивления базы, уменьшается, приближаясь к зна-

чению $r_б$, в то время как составляющая, зависящая от спектральной плотности шумового тока, растет пропорционально $I_К$. Поэтому при заданном внутреннем сопротивлении источника сигнала R_i имеется оптимальное значение $I_К$, при котором составляющая шумового сопротивления минимальна.

Шум полевого транзистора (ПТ) с p-n переходом в основном обусловлен спектральной плотностью шумов стока. Электродвижущая сила шумов стока, пересчитанная во входную цепь с учетом фликер-шумов, равна

$$e_{шПТ}=\sqrt{(2{,}8kT/S)[f_в-f_н+f_ф \ln(f_в/f_н)]},$$

где S—крутизна ПТ, мА/В.

Благодаря тому, что токи утечки затвора ПТ имеют значение порядка единиц пикоампер, падение шумового напряжения на внутреннем сопротивлении источника R_i, вызванное шумовым током генератора $i_{ш\,ПТ}=\sqrt{2qI_З(f_в-f_н)}$, можно считать равным нулю.

В качестве примера для расчета оптимального коллекторного тока БТ $I_{Копт}$ на рис. 18.8 показана эквивалентная шумовая схема усилителя-корректора, источником сигнала которого является магнитная головка. На этой схеме приняты следующие обозначения: $e_с$—ЭДС генератора сигнала; $R_г$—активное сопротивление головки; $e_{ш\,R_г}$ — ЭДС теплового шума $R_г$, $L_г$ — индуктивность головки; $i_ш$ — генератор шумового тока входного транзистора корректора; $e_ш$ — генератор шумовой ЭДС входного транзистора; A—идеализированный четырехполюсник, выполняющий функции усилителя-корректора.

В связи с тем, что комплексное сопротивление головки $Z_г$

$$Z_г=\sqrt{R_г^2(\omega L_г)^2} \ll R_{вх},$$

влияние входного сопротивления $R_{вх}$ корректора на $I_{К\,опт}$ мало, и для упрощения расчетов сопротивлением $R_{вх}$ можно пренебречь. Оптимальное значение коллекторного тока БТ первого каскада усилителя-корректора рассчитывают по формуле [4]

$$I_{Копт}=2{,}53\cdot10^{-2}\sqrt{h_{21Э}}\times \times\sqrt{f_в/R_г^2(f_в+f_ф \ln f_в/f_н)+ +(2\pi f_в L_г)^2(f_в/3+f_ф/3)},$$

где $h_{21Э}$ — статический коэффициент передачи тока БТ в схеме ОЭ.

Для типичных значений $L_г=0{,}7$ Гн; $R_г=1$ кОм, $f_в=20\cdot10^3$ Гц, $f_н=20$ Гц, $f_ф=5\,000$ Гц и $h_{21Э}=100$; оптимальный ток коллектора $I_{К\,опт}=4{,}25$ мкА.

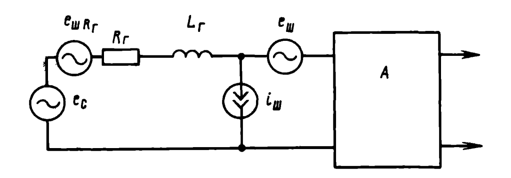


Рис. 18.8. Эквивалентная шумовая схема предусилителя-корректора

При таком токе коллектора крутизна транзистора весьма мала

$$S=qI_{Копт}/kT=\frac{1{,}6\cdot10^{-19}\cdot4{,}25\cdot10^{-6}}{1{,}38\cdot10^{-23}\cdot290}=$$

$$=0{,}169 \text{ мА/В},$$

поэтому оптимальный по шумам режим оказывается неприемлемым из-за низких усилительных свойств транзистора.

Обычно используют режим, при котором $I_К=30...50$ мкА, что приводит к значительному росту уровня шумов усилителя-корректора на БТ. При $L_г=0$, $I_{К\,опт}=153$ мкА. Это режим используется для микрофонных усилителей.

Шумы современных биполярных транзисторов слабо зависят от постоянного напряжения коллектор-эмиттер $U_{КЭ}$, поэтому его можно выбрать, исходя из условия минимизации искажений, рассеиваемой мощности и т. п. Однако надо иметь в виду, что при приближении напряжения $U_{КЭ}$ к напряжению пробоя $U_{КЭR\,проб}$ шумы $e_{ш\,\Sigma\,БТ}$ резко увеличиваются. Поэтому рекомендуется использовать БТ в режиме, когда максимальное напряжение на коллекторе не превышает $0{,}5\,U_{КЭR\,проб}$.

Шумовые параметры ПТ с p-n переходом не зависят от внутреннего полного сопротивления источника сигнала Z_i, поэтому для ПТ зависимость уровня шумов от режима работы по постоянному току определяется через зависимость крутизны S от режима (без рассмотрения эквивалентной схемы головки звукоснимателя). Для ПТ, изготовленного методом двойной диффузии,

$$S=S_{max}(1-U_{ЗИ}/U_{отс}),$$

где S_{max} — крутизна при нулевом напряжении «затвор—исток», мА/В; $U_{отс}$ — напряжение отсечки, В; $U_{ЗИ}$ — напряжение затвор-исток в рабочей точке, В:

$$S_{max}=2\,I_{C\,max}/U_{отс},$$

где $I_{C\,max}$ — ток стока при нулевом напряжении затвор-исток.

Учитывая, что ЭДС шума ПТ

$$e_{ш\,ПТ}=1/\sqrt{S},$$

легко сделать вывод о том, что для того, чтобы получить минимум шумов, необходимо использовать режим работы ПТ с наименьшим по модулю запирающим напряжением.

Наименьшим уровнем шумов обладают транзисторы с максимальным отношением начального тока стока к напряжению отсечки.

Собственный шум МОП транзисторов с изолированным каналом имеет тот же порядок, что и шумы ПТ. Однако ввиду того, что окисел имеет некристаллическую структуру и содержит технологические дефекты, МОП транзисторы обладают чрезвычайно большим уровнем фликер-шумов, исключающих возможность их использования в малошумящих каскадах.

Теперь некоторые замечания о влиянии резисторов, подключаемых к различным электродам БТ и ПТ, на шумовые свойства каскада (ФУ).

Введение в цепь эмиттера БТ незашунтированного конденсатором резистора $R_э$ увеличивает ЭДС шума каскада на $\sqrt{4kTR_э\Delta f}$, где $\Delta f = f_в - f_н$ — полоса рабочих частот, это эквивалентно увеличению распределенного сопротивления базы $r_о$ до значения $r_б + R_э$. Учитывая, что сопротивление базы современных БТ равно $r_б \approx 100...200$ Ом, при проектировании ФУ следует выбирать $R_э$ минимально возможным. При этом надо помнить, что входное сопротивление каскада $R_{вх} = r_б + h_{21э}[kT/(qI_K) + R_э]$ падает с уменьшением $R_э$. Поэтому, чтобы иметь стандартное для усилителя-корректора значение $R_{вх} = 47$ кОм, в цепь эмиттера входного каскада подают напряжение общей последовательной ООС, одновременно и формирующей требуемую АЧХ корректора. Для ПТ это условие остается в силе, т. е. нежелательное возрастание эквивалентной шумовой ЭДС, вызванное сопротивление истока $R_и$, равно $\sqrt{4kT\,R_и\Delta f}$. Однако в отличие от БТ возрастание шумов за счет $R_и$ можно исключить, зашунтировав $R_и$ конденсатором достаточно большой емкости, что в отличие от каскада на БТ не повлияет на входное сопротивление каскада. Существенное воздействие на шумовые свойства функциональных узлов оказывает выбор резисторов, задающих режим работы транзистора первого каскада. На рис. 18.9 показана эквивалентная схема БТ по переменному току с резисторами $R_б$ и $R_к$, задающими режим его работы.

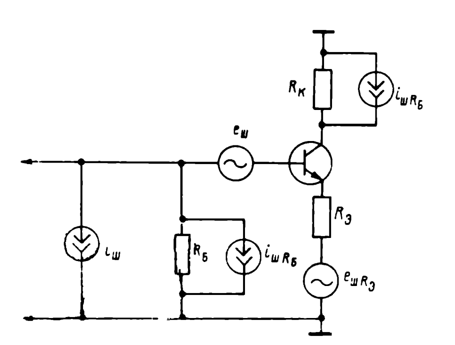


Рис. 18.9. Эквивалентная схема биполярного транзистора по переменному току с резисторами, задающими режим его работы

Известно [4], что отношение квадратов шумовых токов базы БТ $i_ш$ и базового сопротивления $i_{ш\,Rб}$ равно

$$i^2_ш/i^2_{шR_б} = I_Б R_б/(2kT/q)\,.$$

Учитывая, что для комнатной температуры $2\ KT/q = 50$ мВ, приведенная формула преобразуется в следующую:

$$i^2_ш/i^2_{шR_б} = I_Б R_б/50\cdot 10^{-3}\,.$$

Для типовых токов коллектора БТ $I_K = 30$ мкА, $h_{21Э} = 50$ и $R_б = 47$ кОм, $I_Б R_б = I_K\cdot R_б/h_{21Э} = 28{,}2$ мВ и $i_{ш\,Rб} = 50/28{,}2 i^2_ш = 1{,}77 i^2_ш$, т. е. квадрат шумового тока резистора $R_б$ в 1,77 раза превышает квадрат шумового тока базы.

При включении в цепь затвора ПТ резистора $R_з$ эквивалентное ЭДС шума $e_ш$ увеличивается на $\sqrt{4kTR_з\Delta f}$, если внутреннее сопротивление источника Z_I значительно превышает $R_з$. Если же Z_I соизмеримо с $R_з$, то ЭДС шума резистора $R_з$ становится соизмеримым с эквивалентной ЭДС шума современных ПТ. Например, для предусилителя-корректора этот резистор обычно задает стандартное входное сопротивление, поэтому для $R_з = R_{вх} = 47$ кОм среднеквадратическое значение $e_{ш\,R_з}$ в полосе 27...20 000 Гц составляет 3,9 мкВ, что в несколько раз превышает среднеквадратическое значение шумовой ЭДС $e_ш$ ПТ.

Дробовой шумовой ток коллектора БТ $i_{шK}$ и тепловой шумовой ток резистора коллектора $R_к$ протекают по одной и той же нагрузке — резистору $R_к$ (рис. 18.9). Их действие также можно оценить отношением квадратов:

$$i^2_{шK}/i^2_{шR_к} = I_K R_к/(2kT/q)\,.$$

Для комнатной температуры

$$i^2_{шK}/i^2_{шR_к} = I_K R_к/50\cdot 10^{-3}\,.$$

Произведение $I_K R_к$ равно падению постоянного напряжения на коллекторном резисторе. Его типовое значение 5 В, поэтому

$$i^2_{шR_к} = i^2_{шK}\,50\cdot 10^{-3}/5 = 10^{-2}\cdot i^2_{шK}\,,$$

т. е. тепловой шумовой ток резистора $R_к$ пренебрежимо мал (на порядок) по сравнению с дробовым током коллектора БТ, и его шумовые параметры некритичны к $R_к$.

Это же условие справедливо для резистора стока $R_с$ ПТ.

18.3. Выбор пассивных элементов для функциональных узлов усилителей звуковой частоты

Помимо полупроводниковых приборов и микросхем любой узел тракта ЗЧ

содержит большое число пассивных элементов: соединительных проводников, катушек индуктивности, резисторов, конденсаторов и т. п. Разрабатывая или исследуя тот или иной узел тракта, мы идеализируем пассивные элементы, хотя каждый из них, помимо основных, обладает рядом нежелательных характеристик, в той или иной степени влияющих на качественные показатели устройства.

Рассмотрим некоторые из них.

Проводники. Они могут существенно влиять на шумовые и переходные характеристики электронных устройств. Наиболее важны индуктивность и сопротивление проводника. Даже на звуковых частотах он может иметь индуктивное сопротивление, превышающее активное.

Индуктивность (в микрогенри на 1 см длины) прямолинейного проводника диаметром d, расположенного на расстоянии h от «заземленной» плоскости, можно оценить по формуле

$$L=0{,}02\ \ln 4h/d.$$

Если заземленная поверхность является цепью возврата тока, то при приближении к ней индуктивность уменьшается. Если же расстояние между ними превышает 50... 100 мм, индуктивность близка к тому значению, которое она имеет при расположении проводника в свободном пространстве.

Другая важная характеристика проводника — его активное сопротивление. Оно зависит от материала, диаметра и длины проводника, которые выбирают, исходя из максимально допустимого падения напряжения на нем. Сопротивление проводника на высокой частоте растет из-за скин-эффекта.

Проводник с прямоугольным сечением имеет меньшее сопротивление переменному току и индуктивность, чем с круглым, поэтому в качестве заземляющих проводников целесообразно применять ленты или оплетки.

Катушки индуктивности, дроссели, трансформаторы. Катушки индуктивности по конструкции можно разделить на два основных вида: с магнитопроводом и без него. Для любых видов индуктивности пригодна эквивалентная схема, приведенная на рис. 18.10.

Здесь резистор R — активное сопротивление провода, которым намотана катушка, C—межвитковая емкость. Последняя вместе с индуктивностью катушки образует параллельный колебательный контур, резонирующий на некоторой частоте $f_в$. Частота $f_в$ определяет верхнюю частоту, до которой можно использовать катушку индуктивности.

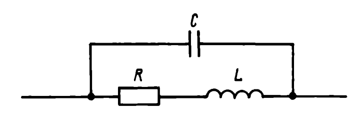


Рис. 18.10. Эквивалентная схема катушки индуктивности

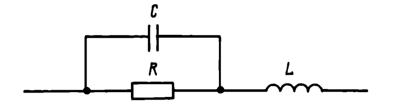


Рис. 18.11. Эквивалентная схема резистора

Катушка индуктивности, намотанная на замкнутом магнитопроводе, создает относительно небольшое магнитное поле, так как почти весь магнитный поток концентрируется внутри магнитопровода. Однако такие катушки более чувствительны к внешним магнитным полям, чем катушки без магнитопровода. Для защиты от внешних полей используют внешние экраны. На звуковых частотах применяют экраны из материала с высокой магнитной проницаемостью.

Часто, чтобы разделить сигнальные цепи между собой по постоянному току, применяют трансформаторы. Однако паразитная емкость между обмотками трансформатора является причиной передачи электрической помехи. Чтобы устранить этот канал проникновения помех, между обмотками помещают электростатический экран (в простейшем случае это изолированная однослойная обмотка между обмотками трансформатора). С общим проводом экранирующую обмотку необходимо соединять в точке объединения общих проводов силовых цепей (а не с первичной обмоткой).

Резисторы. По виду проводящего (резистивного) элемента постоянные резисторы делятся на проволочные, пленочные и композиционные. Для большинства резисторов пригодна эквивалентная схема, приведенная на рис. 18.11.

В типичных композиционных резисторах шунтирующая емкость C имеет значение примерно 0,1...0,5 пФ. Индуктивность L у них определяется, в основном, выводами, а у проволочных — обмоткой из высокоомного провода, являющейся, по сути, катушкой. Из-за малой индуктивности проводов ею обычно пренебрегают (за исключением малых проволочных резисторов). Шунтирующая емкость C существенна для высокоомных резисторов. Например, модуль полного сопротивления углеродистого резистора с паспортным номиналом 1 МОм на частоте 100 кГц составляет 860 кОм, а фазовый сдвиг — 16°.

Все резисторы независимо от конструкции генерируют напряжения шумов. Это напряжение обусловлено как тепловыми, так и дробовыми и контактными шумами. Тепловые шумы принципиально устранить нельзя, остальные шумы можно минимизировать или компенсировать. Минимальными шумами обладают проволочные резисторы, у которых общее напряжение шумов приближается к тепловому шуму. Наибольшие шумы у композиционного резистора, у которого к тепловым шумам добавляются большие кон-

тактные шумы, поскольку эти резисторы изготавливают из множества отдельных частичек, сформированных вместе.

При прохождении тока через резистор создаются дополнительные шумы, пропорциональные току. На низких частотах (до 100 кГц) шумы определяются, главным образом, контактными шумами, уровень которых обратно пропорционален частоте.

Следует иметь в виду, что чем больше номинальная мощность рассеяния резистора, тем меньше контактные и дробовые шумы. Так, для композиционных резисторов одного номинала с мощностью рассеяния 2 и 0,5 Вт отношение среднеквадратического напряжения шумов будет составлять около 0,3, т. е.

$$U^2(R_{2\,\text{Вт}})/U^2(R_{0,5\,\text{Вт}}) \approx 0,3,$$

где $U^2(R_{2\,\text{Вт}})$ и $U^2(R_{0,5\,\text{Вт}})$ — среднеквадратическое напряжение шумов композиционного резистора с мощностью рассеяния 2 и 0,5 Вт соответственно.

Это различие определяется геометрией резисторов разной мощности. Переменные резисторы генерируют те же шумы, что и постоянные, но, кроме того, здесь возникают шумы от контакта ползунка. Эти дополнительные шумы прямо пропорциональны току через резистор и его сопротивлению. Чтобы уменьшить шумы, следует выбирать минимальными ток через резистор и его сопротивление, а постоянную составляющую тока вообще необходимо исключить.

Конденсаторы. Они подразделяются на типы по виду материала диэлектрика. Помимо емкости реальный конденсатор обладает сопротивлением и индуктивностью. Эквивалентная схема конденсатора показана на рис. 18.12. Здесь L — индуктивность выводов конденсатора; R1 — его действующее последовательное сопротивление, зависящее от тангенса угла потерь диэлектрика конденсатора; R2 — сопротивление так называемой «параллельной утечки».

Максимальная частота, на которой конденсатор работает эффективно, ограничивается обычно индуктивностью L, образующей совместно с емкостью C последовательный резонансный контур с резонансной частотой $f_р$. На частотах выше частоты $f_р$ конденсатор имеет индуктивное сопротивление и не может быть использован.

Наибольшее применение в аппаратуре звукового диапазона находят оксидные конденсаторы, у которых емкость, приходящаяся на единицу объема, максимальна и, следовательно, размеры по сравнению с конденсаторами других типов минимальны.

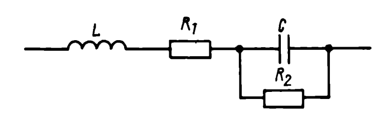


Рис. 18.12. Эквивалентная схема конденсатора

Выбор резисторов и конденсаторов для тракта ЗЧ. Большое разнообразие различных типов резисторов и конденсаторов и недостаточное освещение их эксплуатационных особенностей в справочной литературе часто приводит к неправильному выбору элементов при конструировании звуковоспроизводящей аппаратуры. Статистика отказов РЭА показывает, что 30...40 % всех отказов резисторов и конденсаторов связано с их неправильным применением [22].

Для облегчения выбора типа резисторов и конденсаторов и режимов их работы в трактах ЗЧ далее приводятся классификация современных резисторов и конденсаторов, таблица сравнительных характеристик и рекомендации по их применению в звуковоспроизводящей аппаратуре.

В табл. 18.2 и 18.3 приведены справочные данные постоянных и переменных резисторов. При выборе типа резистора необходимо принимать во внимание следующее:

наличие нужного номинала (пределы номинальных сопротивлений, ряд номиналов E);

допускаемое отклонение сопротивления от номинала;

уровень собственных шумов;

номинальную мощность рассеяния и предельное рабочее напряжение;

рабочие интервалы температур, влажности;

срок службы;

размеры, способ монтажа и т. п.;

стоимость.

Номиналы резисторов и конденсаторов установлены стандартом СЭВ 1076-78 и имеют семь рядов: E3, E6, E12, E24, E48, E96 и E192. Цифры после буквы E указывают число номинальных сопротивлений или емкостей в каждом десятичном интервале (декаде). Например, ряд E6 состоит из шести номинальных значений, соответствующих 1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8 или числам, полученным умножением или делением их на 10^n, где n— целое положительное или отрицательное число; ряд E12 — из двенадцати (к указанным числам добавлены промежуточные: 1,2; 1,8; 2,7; 3,9; 5,6 и 8,2) и т. д. В бытовой аппаратуре обычно используют резисторы с номиналами из рядов E6, E12 и E24 с допускаемыми отклонениями ±5 и ±10 % [1].

Шумовая характеристика резистора задается уровнем шума D, учитывающим суммарный эффект тепловых и токовых шумов:

$$D = E_ш/U,$$

где $E_ш$ — действующее значение переменной составляющей шума, мкВ, U—постоянное напряжение, приложенное к резистору, В. Уровень собственных шумов резистора тем выше, чем выше температура и приложенное напряжение.

Для непроволочных резисторов D=0,1... 10 мкВ/В.

Переменные резисторы генерируют те же шумы, что и постоянные, но им, кроме того, присущи шумы, возникающие в месте контакта движка с резистивным слоем. Эти

Таблица 18.2

Резистор	Номинальная рассеиваемая мощность, Вт	Интервал номинальных сопротивлений, Ом	Ряд номиналов и допускаемое отклонение, %	Предельное рабочее напряжение, В	Уровень шумов, мкВ/В	ТКС, $\times 10^6$, $°C^{-1}$	Температура окружающей среды, °C
Резисторы с углеродистым проводящим слоем							
ВСа	0,125 0,25 0,5	$10...1 \cdot 10^6$ $27...2{,}2 \cdot 10^6$ $27...10 \cdot 10^6$	Е24 ±5; ±10; ±20	200 350 500	1 (группа А) 5 (группа Б)	—600...2000	—60...+125
Резисторы с металлодиэлектрическим проводящим слоем							
МЛТ	0,125 0,25 0,5 1 2	$8{,}2...3 \cdot 10^6$ $8{,}2...5{,}1 \cdot 10^6$ $1...5{,}1 \cdot 10^6$ $1...10 \cdot 10^6$	Е24; Е96 ±2; ±5; ±10	200 250 350 500 750	1 (группа А) 5 (без обозначения)	±600...±1200	—60...+125
С2-8	0,125 0,25 0,5 1	$10{,}2 \cdot 10^3...1 \cdot 10^6$ $10{,}2 \cdot 10^3...5{,}11 \cdot 10^6$ $10{,}2 \cdot 10^3...10 \cdot 10^6$	Е24; Е96 ±1; ±2; ±5	200 250 350 500	1	±500...±1200	—60...+155
С2-33	0,125 0,25 0,5 1 2	$1...3 \cdot 10^6$ $1...5{,}1 \cdot 10^6$ $1...10 \cdot 10^6$	Е24 ±2; ±5; ±10	200 250 350 500 750	1 (группа А) 5 (без обозначения)	±300...±1200	—60...+200
Резисторы с металлоокисным слоем							
С2-26	0,5 1 2	$1...10^3$	Е96 ±0,5; ±1; ±2	75 100 150	0,5	от ±100 до ±200	—60...+155

Примечания· 1 Значение ТКЕ зависит от сопротивления и интервала температур
2. Минимальная наработка всех приведенных типов резисторов (кроме С2-8) — 15 000 ч, С2-8 — 10 000 ч.

Таблица 18.3

Резистор	Назначение[1]	Функциональная характеристика	Номинальная мощность рассеяния, Вт	Интервал номинальных сопротивлений, Ом (ряд Е6)	Предельное рабочее напряжение, В	Уровень собственных шумов, мкВ/В	ЭДС шумов вращения, мкВ	Температура окружающей среды, °С	Минимальная наработка, ч (число циклов)
				Металлоокисные резисторы					
СП2-2	Р		0,5; 1	$47...100\cdot10^3$	250...330[1]	10		—60...+125	10 000
СП2-2а	П	А							
СП2-5			0,5; 1; 2	$10...100\cdot10^3$	150...350[1]		50	—60...+125	15 000
СП2-6[2]	Р		0,5	$100...2{,}2\cdot10^6$	125...250[1]	20		—60...+125	
		Б, В, И	0,25	$100...100\cdot10^3$					
				Пленочные композиционные резисторы					
ВК		А	0,5	$2{,}2\cdot10^3...6{,}8\cdot10^6$	350				
		Б, В		$15\cdot10^3...2{,}2\cdot10^6$		50	60	—40...+70	3000
ВКУ-1[3]	Р	В		$2{,}2\cdot10^3;\ 1\cdot10^6$	200				
ВКУ-2[4]			0,25	$470\cdot10^3$					
СП1, СПП		А	1	$470...4{,}7\cdot10^6$	500				
СПШ, СП1У[5]	Р, П	Б, В	0,5	$4{,}7\cdot10^3...2{,}2\cdot10^6$	400	10...40[6]	—	—60...+125	12 500
СП3-1[7]	П			$470...1\cdot10^6$	250			—40...+70	2500
СП3-4М[8]		А	0,25	$220...470\cdot10^3$	150		47		
		Б, В	0,125	$4{,}7\cdot10^3...470\cdot10^3$	100	5...20[6]		—45...+70	10 000
СП3-4е[9]		В	0,05;0,125	$10\cdot10^3$	20...35[1]		100		
СП3-10М[10]	Р	А, Б, В	0,25;0,5;1;2	$470...4{,}7\cdot10^6$	400...500[1]	10...40[6]	50	—60...+100	5000
СП3-12[11]		А	0,25	$2{,}2\cdot10^3...2{,}2\cdot10^6$					
		Б, В		$4{,}7\cdot10^3...2{,}2\cdot10^6$	—	50	47	—20...+70	3000
		Е, И	0,125	$100\cdot10^3...2{,}2\cdot10^6$					
СП3-22[7]	П	А		$100...1\cdot10^6$	150	10...20[6]	—	—45...+70	5000
СП3-23[12]		А	0,125;0,25;0,5	$220...4{,}7\cdot10^6$	100...250[1]				
		Б, В, С	0,05,0,125;0,25	$1\cdot10^3...2{,}2\cdot10^6$	50...100	10...40[6]	25...47	—45...+75	7500
	Р	Е, И		$22\cdot10^3...2{,}2^6 10^6$					
СП3-25[13]		А, Б, В	0,125...0,5	$680...680\cdot10^3$	100...250[1]	10...20[14]	50	—60...+100	10 000
СП3-30[15]		А, Б, В		$2{,}2\cdot10^3...6{,}8\cdot10^6$	200	20...40[6]	47	—45...+70	5000
		Е/И							

Окончание табл. 18.3

Резистор	Назначение[1]	Функциональная характеристика	Номинальная мощность рассеяния, Вт	Интервал номинальных сопротивлений, Ом (ряд Е6)	Предельное рабочее напряжение, В	Уровень собственных шумов, мкВ/В	ЭДС шумов вращения, мкВ	Температура окружающей среды, °С	Минимальная наработка, ч (число циклов)
				Объемные композиционные резисторы					
СП4-1	Р, П	А	0,25; 0,5	$100...4{,}7\cdot10^6$	250				
	П	Б, В	0,25	$1\cdot10^3...2{,}2\cdot10^6$	200				
СП4-2	Р	А	1	$47...4{,}7\cdot10^6$	350	6	50	—60...+125	10 000
	П	Б, В	0,25	$1\cdot10^3...2{,}2\cdot10^6$	300				
СП4-3		А	0,125	$100...4{,}7\cdot10^6$	150				

1 В зависимости от рассеиваемой мощности
2 Одинарные со сплошным (СП2-6а) и полым валом (СП2-6б), сдвоенные с концентрическими валами (СП2-6а).
3 С одним дополнительным выводом
4 С двумя дополнительными выводами.
5 Сдвоенные резисторы
6 В зависимости от сопротивления
7 Для печатного монтажа
8 СП3-4аМ, СП3-4вМ — для навесного, СП3-4бМ, СП3-4гМ — для печатного монтажа (резисторы с индексами в и г — с выключателями).
9 Сдвоенные резисторы
10 СП3-10аМ — сдвоенные с концентрическими валами, СП3-10бМ — одинарные с двухполюсным выключателем, СП3-10вМ — сдвоенные с концентрическими валами и двухполюсным выключателем
11 СП3-12а, СП3-12б, СП3-12в — одинарные соответственно без дополнительных выводов, с одним и двумя дополнительными выводами; СП3-12г, СП3-12д, СП3-12е — то же, но сдвоенные, СП3-12и — сдвоенные с концентрическими валами; СП3-12л — то же, с двухполюсным выключателем, СП3-12к — одинарные с двухполюсным выключателем
12 Одинарные и сдвоенные с линейным перемещением движка, для навесного и печатного монтажа, с фиксацией и без фиксации движка в среднем положении, с одним и двумя дополнительными выводами.
13 Сдвоенные с концентрическими валами
14 В зависимости от функциональной характеристики
15 Одинарные и сдвоенные с одним и двумя дополнительными выводами и без них, сдвоенные с концентрическими валами, одинарные с двухполюсным выключателем

дополнительные шумы прямо пропорциональны току через резистор и его сопротивлению, поэтому, чтобы уменьшить шумы, указанные величины следует выбирать минимальными, а постоянную составляющую тока вообще исключить.

Условия эксплуатации влияют на стабильность и надежность работы резистора. Больше всего сказываются повышенные электрическая нагрузка и окружающая температура (происходит тепловое старение). Причем степень их влияния зависит от конструктивного исполнения резисторов. Среди непроволочных наиболее устойчивыми к температуре и напряжению являются углеродистые резисторы (ВС, С1-4 и т. п.), металлодиэлектрические (МЛТ, МТ, С2-33) и металлоокисные (С2-26). Эти резисторы при работе в облегченном режиме имеют тенденцию к уменьшению сопротивления. Повышенная влажность приводит, как правило, к возрастанию сопротивления. Наихудшей стабильностью отличаются композиционные резисторы с проводящим элементом на органической основе (КИМ, КЛМ, СП и т. п.).

В качестве основных резисторов для усилителей ЗЧ можно рекомендовать резистор С2-23 (или МЛТ и ОМЛТ), для входных цепей усилителей-корректоров и микрофонных усилителей — малошумящий резистор С2-26, а в качестве регулировочных — СП3-4, СП3-10, СП3-12, СП4-1.

Справочные данные наиболее широко применяемых в трактах ЗЧ конденсаторов приведены в табл. 18.4 и 18.5.

При выборе типа конденсатора необходимо учитывать, что на такие их параметры, как надежность и долговечность, большое влияние оказывает температура окружающей среды и электрическая нагрузка. При повышении температуры ускоряется процесс старения, снижается сопротивление изоляции, изменяется емкость, уменьшается электрическая прочность, увеличиваются ток утечки и тангенс угла потерь.

Понижение температуры наиболее сильное воздействие оказывает на оксидные конденсаторы, у которых резко уменьшается емкость и растет тангенс угла потерь. При температуре ниже —60 °С оксидные конденсаторы всех типов не работоспособны.

Таблица 18.4

Конденсатор	Группа ТКЕ	Интервал номинальных емкостей, пФ	Допускаемое отклонение, %	Номинальное напряжение, В	Температура окружающей среды, °С	Минимальная наработка, ч
		Керамические монолитные конденсаторы				
КМ-5	П33	16...680				
	МПО	68...1600				
	М47	27...680				
	М75	47...1300	±5; ±10; ±20	160		
	М750	68...2700				
	М1500	150...5600				
	Н30	1500...$68 \cdot 10^3$	—20...+50	100		
	Н90	$15 \cdot 10^3$...$150 \cdot 10^3$	—20...+80	50	—60...+125	10 000
КМ-6	П33	120...5100				
	М47	120...6200				
	М75	180...5600	±5; ±10; ±20	50		
	М750	470...$10 \cdot 10^3$				
	М1500	820...$15 \cdot 10^3$				
	Н30, Н50	$10 \cdot 10^3$...$150 \cdot 10^3$	—20...+50	25; 35[1]		
	Н90	$22 \cdot 10^3$...$2200 \cdot 10^3$	—20...+80	25		
К10-23	П33	2,2...360				
	М47	2,2...330				
	М75	10...820	±5; ±10; ±20	16	—60...±85	15 000
	М750	33...1500				
	М1500	75...3000				
	Н30	680...$33 \cdot 10^3$	—20...+50			
		Полиэтилентерефталатные конденсаторы				
К73-17	—	$10 \cdot 10^3$...$4700 \cdot 10^3$	±5; ±10; ±20	63...630[2]	—60...+125	10 000
		Лакопленочные конденсаторы				
К76-3	—	$100 \cdot 10^3$...$10\,000 \cdot 10^3$	±5; ±10; ±20	250	—60...+85	5000

[1] В зависимости от конструктивного исполнения
[2] В зависимости от номинальной емкости

Таблица 18.5

Конденсатор	Интервал номинальных емкостей, пФ	Допускаемое отклонение, %	Номинальное напряжение $U_н$, В	Допустимая амплитуда напряжения переменной составляющей с частотой 50 Гц при +40 °С, % (по отношению к $U_н$)	Температура окружающей среды, °С	Ток утечки, мкА	Минимальная наработка при температуре +70°С
Алюминиевые оксидно-электролитические конденсаторы							
К50-3Б	1...5000	—20...+50	6...450[1]	3...15[2]	—40...+70	12...1500	10 000
К50-6	1...4000	—20...+80	6,3...160[1]	3...25[2]	—10...+85	4...5000	5000
К50-9	0,5...20	—10...+100	3; 6	20	—20...+60	2...4	2000[3]
К50-16	0,5...10 000	—20...+80	6,3...160[1]	2,5...20[2]	—20...+70	4...5000	5000
К50-18	1000...470 000		3...250[1]	до 10	—25...+70	2200...12 500	10 000[4]
К50-20	1...5000	—20...+50	6,3...450[1]	3...16[2]	—40...+70	12...1500	5000
К50-24	2,2...10 000		6,3...160[1]	до 20	—25...+70	18...3200	10 000
Танталовые оксидные объемно-пористые конденсаторы							
К52-1	1,5...470	±10; ±20; ±30	3...100[1]	8...20[2]	—60...+85	1,2...8,5	10 000
К52-2	10...1000	—20...+50	6...90[1]	5...20[2]	—50...+155	2...30	
Танталовые оксидно-полупроводниковые конденсаторы							
К53-1	0,033...100	±10; ±20; ±30	6...30	20...40[5]	—80...+85	2...5	15 000
К53-1А	0,033...100		6...100		—60...+125	1...8	10 000
К53-18	0,033...1000		6...40	10...40[5]	—60...+125[6]	1...63	15 000

[1] В зависимости от емкости и конструктивного исполнения
[2] В зависимости от номинального напряжения и конструктивного исполнения.
[3] При температуре +25 °С
[4] При температуре +60 °С.
[5] В зависимости от емкости.
[6] Для конденсаторов диаметром до 9 мм

Необратимые изменения параметров конденсаторов вызываются длительным воздействием электрической нагрузки, приводящим к старению, ухудшению электрической прочности. Это необходимо учитывать, выбирая значение рабочего напряжения (по отношению к номинальному). При воздействии постоянного напряжения основной причиной старения являются электрохимические процессы, возникающие в диэлектрике под действием постоянного поля и усиливающиеся с повышением температуры и влажности. При переменном или импульсных режимах работы конденсатора основной причиной старения являются ионизационные процессы, возникающие внутри диэлектрика и у краев обкладок. Ионизация разрушает органические диэлектрики.

Эксплуатация конденсатора при напряжении, превышающем номинальное, резко снижает надежность конденсаторов. Превышение допустимой переменной составляющей напряжения может вызвать нарушение теплового равновесия в конденсаторе, приводящее к термическому разрушению диэлектрика. Наиболее устойчивы к воздействию нагрузки и стабильны защищенные керамические конденсаторы.

Среди оксидных конденсаторов наиболее стабильны оксидно-полупроводниковые герметизированные (например, К53-1). Низкая стабильность электролитических оксидных конденсаторов (К50-6) объясняется наличием в них жидкого или пастообразного электролита, сопротивление которого в большой степени зависит от температуры.

Длительное воздействие электрической нагрузки, особенно при большой температуре, вызывает испарение летучих фракций электролита, что еще больше увеличивает его внутреннее сопротивление и резко ухудшает температурную и частотную зависимость и увеличивает тангенс угла потерь. Наиболее интенсивно этот процесс протекает у алюминиевых конденсаторов малых размеров.

При выборе типа конденсатора для работы в цепях переменного или пульсирующего тока необходимо учитывать его частотные свойства, зависящие от типа диэлектрика, индуктивности и сопротивления. Наихудшими частотными свойствами обладают электролитические танталовые конденсаторы (за исключением специально разработанных высокочастотных, таких, как, например, К53-25, К53-28). Верхняя граница частотного диапазона конденсаторов типа ЭТО меньше 20 кГц, конденсаторов К50-6, К53-25, К53-28— около 100 кГц. Наиболее высокими частотными свойствами обладают керамические конденсаторы (например, частотный диапазон конденсаторов КПК более 10^{10} Гц).

Номиналы конденсаторов и классы точности также регламентированы международным стандартом (МЭК). Для бытовой аппаратуры используются, в основном, конденсаторы, номинальные емкости которых соответствуют рядам Е12 и Е6 с допусками $+10$ и $\pm 20\,\%$. Стандартные номиналы не всегда распространяются на оксидные конденсаторы, для сокращения их типономиналов они часто имеют следующие значения: 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1 000, 2 000, 5 000 и т. д. При этом допускаемое отклонение достигает 20 % в сторону уменьшения емкости, 50...80 %—в сторону увеличения.

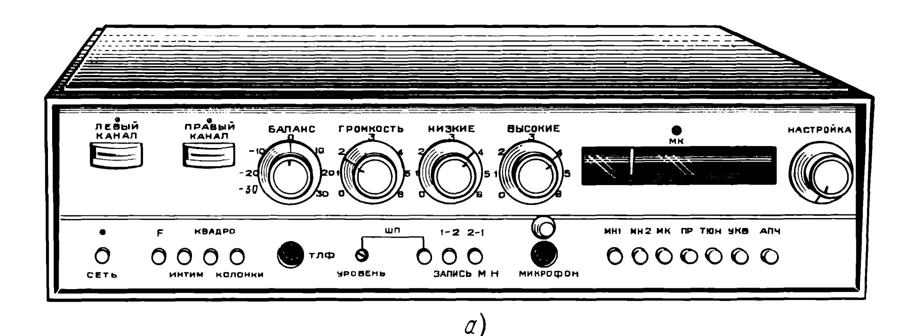
В качестве разделительных конденсаторов и в RC-фильтрах в высокочастотных цепях применяют конденсаторы К10-23, КД, КМ-5, КМ-6, КЛС, К22-5, К73-17, К76-3 и другие с номинальной емкостью 0,02...4,7 мкФ и более.

В цепях усилителей ЗЧ в качестве разделительных конденсаторов для междукаскадной связи и в развязывающих фильтрах широкое применение получили оксидные конденсаторы К50-3, К50-9, К50-12, К50-6, К50-16, К50-16а, К50-18, К50-24, К50-35 и другие с номинальной емкостью 1...5 000 мкФ.

При выборе оксидного конденсатора для тракта ЗЧ и блока питания помимо номинальной емкости необходимо учитывать номинальное рабочее напряжение, которое следует выбирать на 10...20 % выше фактического, причем ток утечки для этих конденсаторов не должен превышать 0,1 мА/1 мкФ.

18.4. Основы художественного конструирования высококачественных усилителей звуковой частоты

Современная звуковоспроизводящая радиоаппаратура, как правило, изготавливается в виде комплексов, состоящих из набора отдельных функционально-законченных устройств: усилителя ЗЧ, электропроигрывателя, магнитофонной приставки, тюнера и акустических колонок. Конструктивное выделение усилителей ЗЧ в отдельный блок позволяет получить весьма высокие электрические параметры усилителя при меньших экономических затратах из-за уменьшения элементов управления, числа соединительных кабелей и упрощения магнитофонов и электрофонов. Поэтому к художественному конструированию усилителя ЗЧ необходим системный подход. Это прежде всего означает, что форма и внешний вид усилителя должны быть в определенной зрительной связи, соподчинении с остальными устройствами. Если усилитель является частью, одним из блоков комплекса, спроектированного функционально, и внешне выглядит как единый ансамбль, то используются одинаковые конструкции корпусов и передних панелей, единые принципы компоновки органов управления и цветового оформления всех блоков [24]. Если же усилитель функционально и внешне выполнен



а)

б)

Рис. 18.13. Псевдоквадрафонический усилитель ЗЧ с тьюнером на функциональных модулях: а—общий вид, б—вид с открытой крышкой

как независимый, самостоятельный аппарат, рассчитанный на эксплуатацию с любыми другими изделиями, то он конструируется как оригинальное устройство с индивидуальным оформлением передней панели.

Несмотря на многообразие вариантов внешнего оформления усилителей ЗЧ, можно выделить несколько наиболее существенных признаков, которые делают это изделие современным, определяют его индивидуальность и связывают с другими устройствами звуковоспроизводящего комплекса и с интерьером в целом. К числу этих признаков относятся особенности формы корпуса, компоновка задней и особенно передней панелей, конструкция элементов управления и индикации, размещение их на панели управления, графическое оформление (подписи и линии, объединяющие органы управления в функциональные группы, декоративные элементы и т. п.), фактура поверхности деталей внешнего оформления и, наконец, их цвет.

Для внешнего оформления усилителей ЗЧ применяют самые разные материалы: древесину, древесно-стружечные плиты, пластмассу, металл. Декоративными материалами для панелей могут служить: искусственная кожа, пленка ПДС-0,12, имитирующая ценные породы деревьев и различные шпоны. В любительских условиях наиболее подходящим материалом для передней панели являются твердые алюминиевые сплавы, например Д16-Т. Цвет панели зависит от многих факторов, но целесообразно выбрать нейтральный, дымчатый, темно-серый, белый. Матовая фактура поверхности получается, например, после пескоструйки, оксидирования. Полировать панель или покрывать ее лаками и красками не рекомендуется, так как блестящая поверхность затрудняет восприятие надписей, символов, ручек управления.

Особое внимание надо уделить компоновке органов управления на передней панели. Современный усилитель ЗЧ имеет достаточно много органов управления (рис. 18.13). Они должны быть сгруппированы в зависимости от назначения и частоты пользования ими при эксплуатации. По выполняемым функциям элементы управления и индикации делятся на следующие группы: включения и выключения усилителя; коммутации источников входного сигнала (селектор), регулирования громкости и стереобаланса; изменения полосы пропускания (ФНЧ, ФВЧ)

и тембра; коммутации выходных цепей (например, переключение тыловых акустических систем, переход на головные телефоны и т. п.); индикации.

Доминирующее положение на лицевой панели занимают четыре органа управления: регулятор громкости, стереобаланса и регуляторы тембров. Ручки этих регуляторов делают более крупными, чем все остальные, и снабжают шкалой. Другие органы управления (входные и выходные селекторы сигналов, органы коммутации фильтров, шумоподавителей и т. п.) выносят на второй план, делают менее заметными. Но их взаимное расположение также должно удовлетворять логике пользования ими. При разметке панели под органы управления и индикации нужно соблюдать вертикальную и горизонтальную симметрию. Ручки управления и головки кнопок управления необходимо делать в одном стиле, до минимума снизить число и типоразмеры ручек и кнопок управления.

Особо нужно обратить внимание на выбор расстояния между соседними органами управления, чтобы исключить случайное изменение положения расположенных рядом ручек или кнопок. Для этого размеры не часто используемых ручек и кнопок удобнее делать небольшими, а в некоторых случаях вообще ручки некоторых регуляторов убрать под «шлиц» (например, уровень тыловых акустических систем, порог шумоподавителей и т. п.).

Большую роль во внешнем оформлении усилителя играет графика — пояснительные надписи и символы. Она должна быть строгой, информативной и сведена к минимуму. Шрифт во многом определяет декоративность изделия. Важное значение имеет правильный выбор размера (высоты) шрифта. Для большой выразительности графического оформления рекомендуется использовать шрифт разных размеров, но обязательно одного стиля: наиболее крупный в обозначениях основных органов управления, чуть меньше в названиях вспомогательных функций. Высота шрифта может колебаться от 6 до 2 мм.

Рекомендуемая гарнитура шрифта приведена на рис. 18.14. Она несколько стилизована по отношению к гарнитуре шрифта рекомендованной ВНИИТЭ. В домашних условиях нанесение надписей на панели можно проводить с помощью самоклеющегося переводного шрифта (методом «деколь»), что существенно проще гравировки.

В современных пультах управления, панелях и клавиатурах широкое применение получает цветная кодировка и подсветка органов управления и клавиш, что облегчает работу операторов. В частности, красный цвет используется для индикации опасных ситуаций (например, перегрузка усилителя ЗЧ) или приоритетности, желтый цвет — для индикации запасных или граничных условий, зеленый — для индикации нормальных режимов работы, белый — для индкации

ВРЕМЯ РЕЖИМ
РЕЗУЛЬТАТ
КОД ОТВЕТА
ЛЕКЦИЯ ЭКЗАМЕН ПУСК
1 2 3 4 5 6 7 8 9
10 11 12 13 14 15 16 17 18
ВЫЗОВ РЯД МЕСТ
1234567890N ВКЛ ВЫКЛ

STEREO SYSTEM POWER
СТЕРЕО БАЛАНС КВАДРО
ON OFF LEFT BALANC
RIGHT BASS TREBLE
VOLUME PHONES 0 0 0
1 1 1 1 2 2 2 2 2 3 3 3 3 4 4
4 4 5 5 5 5 6 6 6 6 7 7
7 7 8 8 8 8 9 9 9 9 0 0

Рис. 18.14. Рекомендуемый шрифт для нанесения подписей на панели усилителя ВЧ

ситуаций, не требующих от оператора принятия каких-либо решений, а также для выполнения неосновных функций или подтверждения операций, выполненных или выполняемых по командам оператора. Синий цвет является рекомендательным, вместо него можно использовать желтый или оранжевый цвета.

На выбор цветов влияют внешняя освещенность и цвет фона. Для панелей рекомендуются такие цвета, как черный, белый или серый, которые повышают контрастность цветных органов управления. При яркой внешней освещенности повышение эффективности использования органов управления достигается подсветкой органов управления, а клавиши могут изготавливаться либо из цветных прозрачных материалов, либо из бесцветных прозрачных материалов со съемными цветными фильтрами. В последнем случае при выключенной подсветке клавиши сливаются с общим фоном панели, не отвлекая внимания оператора.

Рассмотренные элементы системного подхода к художественному конструированию радиоаппаратуры целесообразно использовать при создании конкретного усилителя. В качестве примера на рис. 18.13 приведен внешний вид псевдоквадрафонического усилителя

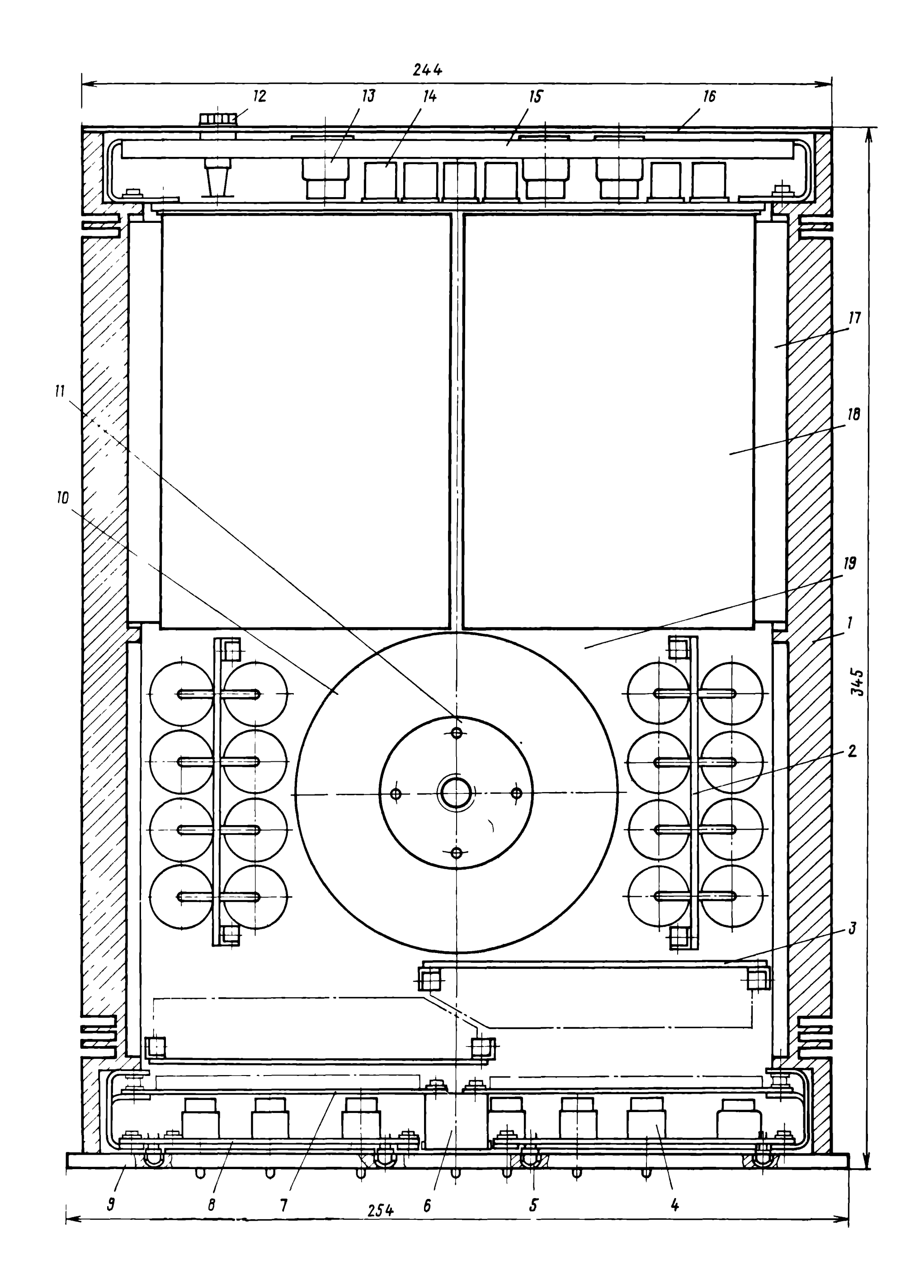


Рис. 18.15. Компоновка блока усилителя мощности:

1—теплоотводы (2 шт), 2—плата конденсаторов фильтров (2 шт), 3—плата выпрямителя и стабилизатора (2 шт), 4—переключатели типа П2Т-1-1В (7 шт), 5—светодиод; 6—стойка, 7—плата управления дисплеем (2 шт), 8—фальшпанель (лицевой панели), 9—лицевая панель, 10—силовой трансформатор, 11—шайба (прижим трансформатора), 12—предохранитель; 13—разъем типа СГ-5 (6 шт); 14—плата квадрафонического синтезатора, 15—фальшпанель (задней панели), 16—задняя панель, 17—уголок; 18—печатная плата УМ, 19—панель шасси

ЗЧ с встроенным тюнером, построенного на функциональных модулях.

Этот усилитель рассчитан на работу в составе комплекса бытовой звуковоспроизводящей аппаратуры и также может использоваться автономно в режиме тюнера. Система коммутаций селектора усилителя позволяет одновременно с усилением сигнала от любого из подключенных источников записывать его на магнитную ленту, перезаписывать с одного магнитофона на другой, осуществлять оперативный контроль записанного сигнала. В усилителе предусмотрена плавная и ступенчатая регулировка громкости, раздельная регулировка тембра по высшим и низшим ЗЧ, регулировка стереобаланса, отдельная регулировка уровня громкости тыловых акустических систем. Усилитель выполнен на двухканальных функциональных модулях, смонтированных на унифицированной монтажной плате. В своем составе он имеет микрофонный усилитель, предусилитель-корректор RIAA, фильтры верхних и нижних частот, тонкомпенсированные регуляторы громкости со ступенчатой установкой режима—20 дБ, нормирующие усилители, шумоподавитель, темброблоки, усилитель для головного телефона, синтезатор псевдоквадрафонического сигнала, четыре усилителя мощности, индикаторы выходной мощности для фронтальных каналов с пиковым индикатором перегрузки, устройство защиты усилителей мощности, УКВ приемник, стереодекодер, источник питания, коммутаторы выходных сигналов, обеспечивающие раздельное включение и выключение тыловых и фронтальных акустических систем и установку режимов «Моно», «Стерео», «Квадра».

Основные технические характеристики усилителя: число входных источников сигналов—семь; номинальный диапазон частот 20... 20 000 Гц при неравномерности АЧХ ±0,3 дБ; выходная мощность 4×50 Вт; коэффициент гармоник — 0,04 %. Мощность, потребляемая от сети в режиме молчания, 20 Вт; размеры 480×345×120 мм; масса 12 кг.

Рассмотрим методику конструирования, которая позволяет реализовать изложенные положения художественного конструирования.

Разработку конструкции усилителя ЗЧ, после того как сформулировано техническое задание (т. е. выбраны основные технические характеристики), начинают с составления общей структурной схемы, в которой определяется состав функциональных модулей, регулировочные и коммутирующие радиоэлементы, элементы индикации и управления, число и типы соединителей. Затем выбирают базовые размеры для модулей ФУ, которые определяют высоту будущей конструкции. Изготавливают и автономно налаживают все ФУ. После выбора типа сетевого трансформатора и макетирования делают его рабочий экземпляр. Одновременно изготавливают платы для выпрямителей и стабилизаторов, которые испытываются вместе с трансформатором на эквиваленте нагрузки.

После того как будут сделаны все крупные узлы, начинают черновую проработку конструкций усилителя ЗЧ в масштабе 1:1. Предварительно на миллиметровой бумаге рисуют переднюю и заднюю панель, нанося все необходимые надписи.

На следующем этапе на миллиметровке компонуют все собранные узлы усилителя, придерживаясь следующего правила: входные и выходные каскады ФУ размещают как можно ближе к соответствующим соединителям. Источник питания совместно с сетевым трансформатором устанавливают подальше от ФУ, особенно от входных, с таким расчетом, чтобы при необходимости его можно было экранировать. Конденсаторы фильтра, плату выпрямителя и стабилизатора располагают близко к трансформатору. В процессе поиска наилучшего технического решения стремятся максимально сократить объем аппаратуры.

После грубой прикидки конструкции переходят к более точной расстановке узлов, упорядочивают распределение узлов равномерно по конструкции, создавая зрительную балансировку конструкции.

Особенно тщательно прорабатывают конструкцию и ищут точное, упорядоченное размещение органов управления и контроля на передней панели. Для этого на обратной стороне миллиметровки, на которой в масштабе 1:1 изображена передняя панель, «расставляют» предварительно изготовленные аппликации ручек и индикатор элементов и ищут наилучший вариант компоновки. Этот этап завершается графическим оформлением панели.

Затем выполняют чертежи на отдельные детали. При этом стремятся свести к минимуму число отдельных деталей и по возможности уменьшить объем.

В качестве примера приводится компоновка и чертежи конструкций блока четырехканального усилителя мощности (блок УМЗЧ) с синтезатором квадрафонического сигнала, имеющего следующие технические характеристики:

Максимальная мощность при сопротивлении нагрузки 8 Ом	4×35 Вт
Номинальная выходная мощность (при сопротивлении нагрузки 8 Ом, коэффициенте гармоник 0,06 % в диапазоне частот 20 . 20 000 Гц)	4×25 Вт
Номинальное входное напряжение	0,75 В
Относительный уровень шумов	—90 дБ
Динамический диапазон (для каждого канала)	85 дБ
Габаритные размеры	60×244×345

Компоновка узлов УМЗЧ приведена на рис. 18.15 (крышка и ребра радиаторов условно не показаны).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Атаев Д. И., Болотников В. А.** Практические схемы высококачественного звуковоспроизведения.—М.: Радио и связь, 1986.—136 с.
2. **Атаев Д. И., Болотников В. А.** Унификация в радиолюбительских конструкциях//Радио.—1983.—№ 12.—С. 32—35.
3. **Войшвилло Г. В.** Усилительные устройства: Учебник для вузов.—2-е изд., перераб. и доп.—М.: Радио и связь, 1983.—264 с.: ил.
4. **Сухов Н. Е., Бать С. Д., Колосов В. В., Чупаков А. Г.** Техника высококачественного звуковоспроизведения.—Киев: Техніка, 1985.—160 с.
5. **Рачев Д.** Вопросы любительского высококачественного звуковоспроизведения: Пер. с болг.—Л.: Энергоиздат, 1981.—184 с.
6. **Каталог** изделий промышленности средств связи, 1983, 1985; радиоизмерительные приборы/Центральный отраслевой орган научно-технической информации «ЭКОС», М.: 1985.
7. **Пакерсгиль А., Беспалов И.** Феномен «транзисторного явления»//Радио.—1981.—№ 12.—С. 36—38.
8. **Лихницкий А. М., Школьников Р. М.** Применение метода компенсации для измерения параметров усилителя низкой частоты//Техника средств связи. Сер. ТРПА.—1981.—№ 1.—С. 25—34.
9. **Зенькович А. В.** К теории измерения малых нелинейных искажений в радиовещательных приемниках//Техника средств связи. Сер. ТРПА.—1978.—№ 3.—С. 24—33.
10. **Кинг Г.** Руководство по звукотехнике: Пер. с англ.—Л.: Энергия, 1980.—384 с.
11. **Изаксон И., Николаенко А., Смирнов В.** Динамический фильтр «Маяк»//Радио.—1982.—№ 12.—С. 34—36.
12. **Боздех И.** Конструирование дополнительных устройств к магнитофонам/Под ред. Б. Я. Меерзона: Пер. с чешск.—М.: Энергоатомиздат, 1981.—304 с.
13. **Колмаков М.** Уменьшение помех при проигрывании грампластинок//Радио.—1985.—№ 9.—С. 35—36.
14. Linsley Hood J. L. Modular Preamplifier// Wireless World.—1983.—P. 46—49.
15. **Банк М. У.** Параметры бытовой приемно-усилительной аппаратуры и методы их измерения.—М.: Радио и связь, 1982.—136 с.
16. **Thomas M, V.** Improving the Headphone Sound Image//Journal of the Audio Engineering Societe.—1977.—N 7/8.—P. 474—478.
17. **Орлов П., Приходько А.** О регулировании громкости в стереофонических усилителях//Радио.—1980.—№ 6.—С. 44—45.
18. **Берендюков Ю., Ковальчин Ю., Синицын А., Егоров А.** Квадрофония или система АВС?//Радио.—1982.—№ 9.—С. 44—48.
19. **Зайцев О.** Простой декодер АВС//Радио.—1984.—№ 12.—С. 54—55.
20. **Титце У., Шенк К.** Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство: Пер. с нем.—М.: Мир, 1982.—512 с.
21. **ГОСТ 21185—75.** Измерители уровня квазипиковые. Типы и основные параметры. Методы испытаний.
22. **Атаев Д. И., Болотников В. А.** Выбор пассивных элементов для тракта ЗЧ//Радио.—1985.—№ 6.—С. 44—46; № 7.—С. 38—39.
23. **Вудсон У., Коновер Д.** Справочник по инженерной психологии для инженеров и художников конструкторов. Пер. с англ.; Под ред. В. Ф. Венда.—М.: Мир, 1968.—518 с.
24. **Петров С.** Художественное конструирование УНЧ комплекса//Радио.—1980.—№ 10.—С. 46—48; № 11.—С. 33—35.

ОГЛАВЛЕНИЕ

1 р 20 к



Функциональные
узлы
усилителей
высоко-
качественного
звуко-
воспроизведения

Издательство «Радио и связь»